HAL
open science

Commande d'un système de conversion de type VSC-HVDC. Stabilité - Contrôle des perturbations.

Laurent Teppoz

To cite this version:

Laurent Teppoz. Commande d'un système de conversion de type VSC-HVDC. Stabilité - Contrôle des perturbations.. Automatique / Robotique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2005. Français. NNT : . tel-00168414

HAL Id: tel-00168414

https://theses.hal.science/tel-00168414

Submitted on 28 Aug 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Institut National Polytechnique de Grenoble

No. attribué par la bibliothèque

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : **AUTOMATIQUE-PRODUCTIQUE**

préparée au Laboratoire d'Automatique de Grenoble

dans le cadre de l'École Doctorale :

Électronique, Électrotechnique, Automatique, Traitement du Signal

présentée et soutenue publiquement

par

Laurent TEPPOZ

le 23 Septembre 2005

Titre :

Commande d'un système de conversion de type VSC-HVDC. Stabilité - Contrôle des perturbations.

Directeurs de thèse :

M. Guy BORNARD	(LAG - INPG)
M. Gildas BESANÇON	(LAG - INPG)

JURY :

M. Alain BARRAUD	Professeur	Président
M. Jean - Luc THOMAS	Professeur associé	Rapporteur
M. Jesus DE LEON - MORALES	Professeur	Rapporteur
M. Serge POULLAIN	Ingénieur	Examinateur
M. Guy BORNARD	Directeur de recherche	Directeur de thèse
M. Gildas BESANÇON	Maître de conférence	Co-encadrant

A mes parents,

A Patricia,

A ma famille.

Remerciements

Je voudrais tout d'abord exprimer ma reconnaissance à mes directeurs de thèse, Monsieur Guy Bornard et Monsieur Gildas Besançon, pour m'avoir conseillé et accompagné durant ces quatre années de doctorat. Leur objectivité, leur honnêteté et leur qualité humaine m'ont permis de réaliser ce travail dans des conditions optimales.

Je voudrais aussi remercier du fond de mon coeur mes parents, Patricia, ma famille, et mes "potes" de toujours pour m'avoir aider dans les moments difficiles.

Je tiens à remercier les membres du jury : Monsieur Alain Barraud, Monsieur Jean - Luc Thomas, Monsieur Jesus de Leon - Morales et Monsieur Serge Poullain pour leur lecture consciencieuse du manuscrit et leurs commentaires très enrichissants.

Un grand merci aux membres de l'ex-équipe SysCo du LAG, et tous ceux, permanents ou thésards qui m'ont aidé et soutenu durant cette thèse.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Didier Georges, Monsieur Gildas Besançon, Monsieur Damien Koenig, et Monsieur Laurent Lefevre pour m'avoir transmis, durant mes années d'étude à l'ESISAR, leur passion et leur rigueur pour la recherche et la science.

Je n'oublie pas toutes celles et ceux qui s'attachent à rendre la vie des thésards plus facile. A commencer par le service informatique avec Olivier et Philippe, le service technique avec Daniel, et du coté administratif, je pense notamment à Marie-Thérèse, Marie-Rose, Virginie et pour la bibliothèque à Patricia.

Table des matières

1 Introduction **17**

2 Présentation des systèmes HVDC **25**
2.1 Intérêts par rapport à une transmission AC 25
2.2 Configurations d'une transmission DC 26
2.2.1 Systèmes DC "back-to-back" 26
2.2.2 Transmission DC entre deux terminaux 27
2.2.3 Transmission multiterminale 28
2.3 Conclusions 29

3 Modélisation des systèmes VSC-HVDC **31**
3.1 Modélisation de la source puissance 32
3.2 Modélisation des convertisseurs 38
3.2.1 Principe des opérations et simplification de leurs structures 38
3.2.2 Modèle à commutation 39
3.2.3 Modèle moyen 41
3.3 Modélisation d'une ligne de transmission 42
3.4 Modélisation de la charge 45
3.5 Expressions des modèles des systèmes VSC-HVDC 46
3.5.1 Définition des grandeurs de base en vue de la normalisation des modèles 47
3.5.2 La source de puissance est une génératrice synchrone 49
3.5.3 La source de puissance est un bus infini 56
3.5.4 Analyse des modèles des systèmes VSC-HVDC 57
3.6 Discrétisation des modèles continus 58
3.6.1 Un exemple de discrétisation locale pour un système linéaire . . . 59
3.6.2 Discrétisation des systèmes VSC-HVDC lorsque la source est un bus infini 63
3.6.3 La source est une génératrice synchrone 68
3.7 Conclusions du chapitre 71

4 Commande des systèmes VSC-HVDC **75**
4.1 Un état de l'art sur les commandes existantes 75
4.1.1 Outils pour la commande des réseaux électriques 76
4.1.2 Objectifs de commande dans une transmission VSC-HVDC 79
4.1.3 Objectifs de commande dans une transmission AC 81
4.2 Formulation des problèmes étudiés 84
4.3 Commande en supposant l'état du système connu 87
4.3.1 Stabilité des sorties à réguler 87
4.3.2 Régulation de la tension du condensateur 89
4.3.3 Régulation des puissances de la charge 92
4.3.4 Régulation de la puissance réactive de la source 93
4.3.5 Régulation de la norme de la tension terminale 96
4.3.6 Régulation de la vitesse angulaire de la génératrice 97
4.3.7 Détermination des entrées du système 98
4.4 Simulations 101
4.4.1 Un premier essai sur le changement de consigne de la puissance active 102
4.4.2 Une comparaison avec un correcteur linéaire 104
4.5 Conclusions du chapitre 106

5 Commande avec observateurs des systèmes VSC-HVDC **111**
5.1 Formulation du problème 111
5.2 Observation de la partie continue d'un système VSC-HVDC 114
5.2.1 Synthèse de l'observateur 115
5.2.2 Sensibilité de la sortie v_{C1} vis-à-vis de la perturbation U_{CR} 118
5.2.3 Résultats de simulations 121
5.2.4 Conclusions 123
5.3 La charge est vue comme une source de puissance 123
5.3.1 Commande et observation de la ligne de transmission 124
5.3.2 Comparaison entre les différents observateurs 127
5.3.3 Conclusions 129
5.4 La charge est vue comme un système de puissance 131
5.4.1 Commande et observation du système 132
5.4.2 Simulations 141
5.4.3 Conclusions 143
5.5 Applications à notre cas d'étude initial 147
5.5.1 Synthèse d'observateurs à gauche de la ligne de transmission . . . 148
5.5.2 Expression des lois de commande 153
5.5.3 Schéma récapitulatif de la commande du système 155
5.5.4 Une première simulation - Changement de consigne de la puissance active 156

5.5.5 Robustesse - Quelques courbes de sensibilité 158
5.5.6 Robustesse - Erreurs paramètriques 160
5.5.7 Conclusions 161
5.6 Une extension des résultats : configurations multiterminaux 171
5.6.1 Modélisation du système 173
5.6.2 Observation du système 174
5.6.3 Expression des lois de commande 179
5.6.4 Schéma récapitulatif de la commande du système 180
5.6.5 Simulations 180
5.6.6 Conclusions 183
5.7 Conclusions du chapitre 186

6 Conclusions générales et perspectives 189

A Paramètres des simulations 193
A.1 Génératrice synchrone 193
A.1.1 Grandeurs de normalisation 193
A.1.2 Grandeurs caractéristiques 194
A.2 Bus infini : source et charge 194
A.2.1 Grandeurs de normalisation 194
A.2.2 Grandeurs caractéristiques 195
A.3 Partie continue 195
A.3.1 Grandeurs de normalisation 195
A.3.2 Grandeurs caractéristiques 195
A.4 Gains des correcteurs 196
A.5 Gains des observateurs 197
A.5.1 Observation de la partie continue d'un système VSC-HVDC . . . 197
A.5.2 La charge est vue comme une source de puissance 197
A.5.3 La charge est vue comme un système de puissance 198
A.5.4 Application à notre cas d'étude 199
A.5.5 Une extension des résultats : configurations multiterminaux . . . 201

B Ligne de transmission - Cascade de cellules "R-L-C" 203
B.1 Symétrie de la ligne 203
B.2 Principe de base du modèle "R-L-C" 205
B.3 Obtention d'un modèle symétrique pour la ligne 205
B.4 Une représentation d'état de la ligne 207
B.4.1 Une cellule "R-L-C" décrit la ligne 207
B.4.2 Deux cellules "R-L-C" décrivent la ligne 208
B.4.3 n_b cellules "R-L-C" décrivent la ligne 209

C Quelques transformations géométriques **211**
C.1 Transformations de Park 211
C.1.1 Conservation de l'amplitude 211
C.1.2 Conservation de la puissance 214
C.1.3 Applications aux génératrices synchrones 216
C.2 Transformations de Concordia 217

D Algorithme de Newton **219**
D.1 Description de la méthode 219
D.2 Vitesse de convergence 220

Bibliographie **223**

Notations et définitions

ω_i : vitesse angulaire du bus infini i

R_{li} : résistance de ligne du bus infini i

L_{li} : inductance de ligne du bus infini i

v_{li} : tension de ligne du bus infini i

i_{li} : courant de ligne du bus infini i

R_1 : résistance statorique

R_{fd} : résistance du circuit d'alimentation

R_{kd} : composante directe de la résistance des circuits d'amortissement

R_{kq} : composante en quadrature de la résistance des circuits d'amortissement

L_{1d} : composante directe de l'inductance propre au stator

L_{1q} : composante en quadrature de l'inductance propre au stator

L_{fd} : inductance propre du circuit d'alimentation

L_{1kd} : composante directe de l'inductance propre des circuits d'amortissement

L_{1kq} : composante en quadrature de l'inductance propre des circuits d'amortissement

L_{ad} : composante directe de l'inductance magnétisante

L_{aq} : composante en quadrature de l'inductance magnétisante

L_e : inductance équivalente au stator

R_e : résistance équivalente au stator

i_{1d} : composante directe des courants statoriques

i_{1q} : composante en quadrature des courants statoriques

V_{t1d} : composante directe de la tension terminale

V_{t1q} : composante en quadrature de la tension terminale

NV_{t1} : norme de la tension terminale

i_{fd} : courant rotorique du circuit d'alimentation

e_{fd} : tension d'excitation

i_{kd} : composante directe des courants des circuits d'amortissement

i_{kq} : composante en quadrature des courants des circuits d'amortissement

ω_{r1_0} : vitesse de synchronisme du rotor

ω_{r1} : vitesse angulaire du rotor

T_m : couple mécanique

T_e : couple électromagnétique

H : constante d'inertie

D : constante d'amortissement

s_i : vecteur des états des interrupteurs du convertisseur i

v_{coi} : tension en entrée (en sortie) du convertisseur i

i_{coi} : courant entrant (sortant) du convertisseur i

u_i : vecteur des entrées de commande du convertisseur i

C_i : condensateur de lissage i

v_{Ci} : tension du condensateur C_i

i_{C1} : courant entrant dans la ligne de transmission

i_{C2} : courant sortant de la ligne de transmission

X_{TL} : vecteur d'état du modèle R-L-C de la ligne de transmission

S_B : puissance de base

f_B : fréquence de base

V_{Ba} : tension alternative de base

I_{Ba} : courant alternatif de base

L_{Ba} : inductance alternative de base

Z_{Ba} : impédance alternative de base

V_{Bc} : tension continue de base

I_{Bc} : courant continu de base

Z_{Bc} : impédance continue de base

X_i : vecteur d'état du quadripôle i

U_{iL} : entrée gauche du quadripôle i

U_{iR} : entrée droite du quadripôle i

Y_{iL} : sortie gauche du quadripôle i

Y_{iR} : sortie droite du quadripôle i

P_A : puissance active de la source

Q_A : puissance réactive de la source

P_E : puissance active de la charge

Q_E : puissance réactive de la charge

Abréviations et acronymes

DC :	Direct Current
AC :	Alternating Current
HVDC :	High Voltage Direct Current
SVC :	Static Var Compensator
FACTS :	Flexible Alternating Current Transmission Systems
CSC :	Current Source Converter
GTO :	Gate Turn-Off thyristor
IGBT :	Insulated Gate Bipolar Transistors
VSC :	Voltage Source Converter
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM :	Pulse Width Modulation
MTDC :	Multi-Terminal DC
Cellule R-L-C :	Circuit comportant une résistance, une inductance et un condensateur
Modèle à retard :	modèle basé sur la mise en série de retards
PSS :	Power System Stabilizer
AVR :	Automatic Voltage Regulator
OHPC :	Observateur basé sur l'Hypothèse d'une Puissance Constante à droite de la ligne
OHPV :	Observateur basé sur l'Hypothèse d'une Puissance Variable à droite de la ligne
OHTC :	Observateur basé sur l'Hypothèse d'une Tension Constante à gauche de la ligne
OHTC :	Observateur basé sur l'Hypothèse d'une Tension Variable à gauche de la ligne

Chapitre 1

Introduction

L'électricité est l'une des sources d'énergie que nous utilisons le plus couramment dans notre vie quotidienne.
Le premier système de puissance électrique (comprenant un générateur, des câbles et des charges) a été construit par **Thomas Edison** - l'historique station de Pearl Street à New York qui fonctionna à partir de 1882. Il s'agissait d'un système DC (continu) dans lequel la génératrice fournissait de la puissance à 59 consommateurs, disposés à l'intérieur d'une surface d'environ 1.5 km de rayon. Durant quelques années, plusieurs systèmes similaires ont ensuite été mis en opération dans les plus grandes villes mondiales.
Malgré leurs premières utilisations massives, les systèmes DC ont été très vite dépassés par les systèmes AC (alternatifs). Leurs limitations étaient devenues de plus en plus apparentes : ils ne pouvaient délivrer de la puissance que sur des petites distances. En effet, pour que les pertes de puissance (RI^2) et les chutes de tensions restent dans des proportions acceptables, les niveaux de tensions devaient être très élevés pour des transmissions de puissance longue distance. De telles tensions ne pouvaient bien évidemment pas être utilisées pour la génération et la consommation de la puissance, montrant ainsi la nécessité de les transformer. Les études menées sur les transformateurs et le transport alternatif (**L. Gaulard**, **J.D. Gibbs** ou encore **G. Westinghouse**), ont conduit à la considération des systèmes de puissance électrique alternatifs. En 1889, la première ligne de transmission AC (monophasée) fonctionna en Oregon entre Willamette Falls et Portland. Le développement des systèmes polyphasés par **Nikola Teslas** a ensuite marqué l'émergence des systèmes AC, si bien qu'ils sont sortis vainqueurs de la "bataille" menée contre les systèmes DC pour les raisons suivantes :

- Les niveaux de tensions peuvent être facilement transformés dans les systèmes AC, permettant ainsi une flexibilité dans l'utilisation de tensions différentes pour la génération, la transmission, et la consommation.
- Les génératrices (ou moteurs) AC sont plus simples à concevoir que les génératrices (ou moteurs) DC.

Dans les années 1950, avec le développement des interrupteurs au mercure, les systèmes de transport haute tension continue (HVDC : High Voltage Direct Current) sont devenus attractifs pour les transmissions de puissance longue distance. Leur principe de fonctionnement peut être résumé de la manière suivante : la puissance alternative fournie par une (ou plusieurs) source(s) est dans un premier temps transformée en une puissance continue. Un convertisseur (redresseur) assure l'opération. La puissance continue transite ensuite par l'intermédiaire d'une ligne de transmission et, finalement, un autre convertisseur (onduleur) transforme cette puissance continue en une puissance alternative délivrée à une ou plusieurs charge(s).
La première transmission de puissance utilisant les systèmes HVDC a été commercialisée en 1954. Il s'agissait d'une interconnexion entre l'île de Gotland et le continent suédois. Elle était réalisée par l'intermédiaire d'un câble sous-marin de 96 km de long, assurant un transport de puissance de 20 MW avec une tension nominale de 100 kV. Il y a actuellement plus de 50 systèmes HVDC qui opèrent à travers le monde et beaucoup d'autres sont en phase de conception ou de construction [23].

Traditionnellement, les convertisseurs "line commutated" sont les plus rencontrés dans les systèmes HVDC [90]. En effet, cette solution permet de mettre en série des thyristors pour réaliser les ponts, et ainsi d'avoir des pertes minimales en conduction. De plus, ces convertisseurs présentent l'avantage de pouvoir limiter les surcourants, lorsqu'il y a un défaut du côté continu, par le contrôle de leur phase [56]. Ces organes de conversion ont toutefois quelques inconvénients difficiles à surmonter, et qui pour certains limitent leur utilisation. Nous pouvons les résumer par les points suivants :

- Les convertisseurs absorbent de la puissance réactive. En régime permanent, cette consommation correspond à environ 50 % de la puissance active transférée [47] mais celle-ci est beaucoup plus importante pendant les périodes transitoires. Par conséquent, des sources de puissance réactive telles que les SVC (Static Var Compensator) ou FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems) doivent être connectées au coté AC des convertisseurs.
- La conduction des diodes ou des thyristors (interrupteurs pour ces convertisseurs) ne peut se faire que lorsque les tensions de phase sont positives. Si le système alternatif est fragile, une faible perturbation sur sa tension peut entraîner des difficultés au niveau des commutations [51].
- Les convertisseurs engendrent des harmoniques sur les côtés alternatif et continu. En plus d'être une perte pour la transmission de puissance, ces harmoniques peuvent d'une part causer un échauffement des condensateurs et parfois des génératrices, et d'autre part interférer avec les systèmes de communication. Il est donc nécessaire d'incorporer des équipements de filtrage. [90].
- L'utilisation de ces convertisseurs se fait toujours en source de courant (CSC : Current Source Converter) et par conséquent, le changement de direction du flux

de puissance est réalisé en modifiant la polarité de la tension DC. Ce fait est une contrainte pour le contrôle des convertisseurs.

Récemment, des progrès significatifs ont été réalisés dans le développement des semi-conducteurs haute puissance, en particulier avec l'apparition des GTO (Gate Turn-Off thyristor) et des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors). La conception des convertisseurs a alors tiré parti de ces technologies. Nous les rencontrons à présent sous la forme de convertisseurs fonctionnant en source de tension (VSC : Voltage Source Converter) ([63, 62, 22], etc). Ces convertisseurs sont du type quatre quadrants. De plus, ils opèrent à n'importe quel facteur de puissance et des commandes conçues à partir de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ; en anglo-saxon PWM, Pulse Width Modulation) peuvent leur être associées. Ces commandes permettent l'approximation de la tension de référence de sortie par la réalisation d'une tension moyenne de même valeur sur une période de commutation. Pour cela, elles utilisent une modulation temporelle des niveaux possibles les plus proches. Leur profil de tension de sortie AC est meilleur du point de vue harmonique [22].

Pour un système HVDC, la présence de convertisseurs VSC apporte de précieux avantages [56, 51, 41, 4] :

- Les harmoniques de faible ordre peuvent être grandement atténués si la fréquence de commutation des convertisseurs le permet, réduisant ainsi la taille des équipements de filtrage.
- Les convertisseurs VSC sont capables d'absorber et d'engendrer de la puissance réactive. Les composants VAR connectés au coté AC des convertisseurs ne sont plus nécessaires.
- La puissance active transportée par la ligne DC et les puissances réactives de chaque terminal sont contrôlées indépendamment.
- Les temps de réponse sont plus courts grâce à l'augmentation de la fréquence de commutation des commandes PWM. Cette fréquence était inférieure à 300 Hz lorsque les interrupteurs étaient réalisés à partir de thyristors. Elle devient maintenant supérieure à 1 kHz avec les GTO ou les IGBT.
- Les convertisseurs VSC sont indépendants du synchronisme.

Malgré tout, en plus de leur coût [41], les convertisseurs VSC n'offrent pas la même facilité pour connecter les composants en série. Les pertes en conduction sont aussi plus importantes et la fiabilité des IGBT est plus faible que celle des thyristors.

Néanmoins, ces convertisseurs représentent l'avenir pour la conception des systèmes HVDC et ils peuvent être les candidats idéaux pour les domaines d'application suivants

[5, 6] :
- La connexion de sources d'énergie renouvelables telles que les éoliennes [80, 44].
- L'acheminement d'électricité vers des îles.
- L'apport d'énergie à des grandes villes qui sont soumises à des contraintes environnementales et de sécurité [43, 40].

La commande des systèmes HVDC, qui utilisent des convertisseurs CSC, est de nos jours bien connue. Cependant, les algorithmes employés ne peuvent pas être directement appliqués aux structures intégrant des convertisseurs VSC [84]. Les degrés de liberté introduits par la présence de ces convertisseurs autorisent de nouveaux comportements. Les problématiques associées avec la commande des systèmes VSC-HVDC et auxquels nous prêterons une attention particulière dans ce mémoire, peuvent être répertoriées de la manière suivante. Tout d'abord, dans toute transmission de puissance, il est essentiel que la commande permette la **stabilisation du transfert de puissance**. Pour atteindre cet objectif, une étape préliminaire consiste à définir la variable sur laquelle il faut agir. Ainsi, il faut définir qui, de la source de puissance ou de la charge, impose la puissance active transmise. Un deuxième problème qui doit être pris en compte dans la synthèse de la commande, est la **régulation de la tension du bus continu**. Pour réduire les fluctuations de cette tension et conserver une bonne marge de stabilité, plusieurs études ont été basées sur l'hypothèse que les condensateurs de lissage étaient de "taille" importante [20, 89]. Malgré tout, cette solution reste coûteuse et dangereuse pour l'installation. Elle offre donc de multiples voies de recherche pour l'améliorer [32, 31, 61, 24] et pour ce faire, il devient alors critique de concevoir les commandes à partir d'un modèle détaillé (et adapté à celles-ci) de la ligne de transmission, représentant au mieux ses fréquences de résonance. En effet, il est important de souligner que les fréquences de commutation des deux convertisseurs (de l'ordre de kHz) combinées avec l'étendue de la bande passante des contrôleurs, peuvent être une source d'excitation pour les lignes de transmission, introduisant des oscillations et des instabilités d'autant plus grandes que les câbles sont longs [72]. Ces instabilités sont donc étroitement liées avec le retard des lignes, c'est-à-dire avec leur temps de propagation. Finalement, le dernier problème de commande qui peut être formulé, est le **maintien de facteurs de puissance demandés en certains points de l'installation**. Dans la majorité des études, cet objectif est réalisé par la régulation des puissances réactives de la source et de la charge. En ces deux points, les facteurs de puissance sont choisis les plus élevés possible [47]. En effet, cela permet de minimiser les pertes, le courant nominal des systèmes alternatifs connectés aux convertisseurs ainsi que la chute de tension de ces systèmes quand la puissance augmente.

La synthèse d'observateurs est généralement associée avec la synthèse des commandes pour qu'elles puissent être exploitées en pratique. L'observation des systèmes HVDC

est un sujet très ouvert qui a été l'objet de quelques études. Par exemple, dans [13], les auteurs ont porté un intérêt sur l'observation de la ligne de transmission et l'estimation du courant en sortie de ligne. Cette étude a permis de tenir compte du fait que si un modèle détaillé de la ligne de transmission est utilisé pour synthétiser une commande, l'observation est nécessaire. En effet, un modèle détaillé de la ligne signifie un nombre d'état important pour la décrire. Dans [29], les dynamiques des sources de puissance et des charges sont prises en considération. Cela se fait par l'intermédiaire de modèles linéarisés et la ligne de transmission est représentée par une impédance équivalente.
Dans notre exposé, en plus d'étudier l'observation de la ligne de transmission (cela est nécessaire puisque nous utilisons un modèle détaillé de celle-ci), nous étudierons deux problèmes qui n'ont pas encore été traités, à notre connaissance, dans le cadre d'une transmission de type VSC-HVDC. Tout d'abord, du fait que géographiquement la source de puissance et la charge sont situées de part et d'autre d'une ligne de transmission, nous pouvons dire que nous avons deux systèmes de commande et de mesure. L'enjeu ultime de l'observation est donc la possibilité de **décentraliser les lois de commande**. En effet, de cette manière nous pouvons nous adapter à plusieurs modèles de chacun, c'est-à-dire, que la commande de la source n'est pas basée sur un modèle particulier de la charge et vice-versa. Cette décentralisation implique bien évidemment d'émettre des hypothèses sur le comportement de ces deux éléments. Celles-ci feront l'objet d'une étude approfondie. Un deuxième problème auquel nous nous intéresserons dans la synthèse des observateurs, est le fait que la longueur importante des lignes de transmission et par conséquent les **délais de communication**, conduisent à considérer que les mesures des différents éléments du système peuvent soit arriver avec un retard, soit ne pas être disponibles. Nous prendrons en considération ces deux cas de figures et nous verrons leurs impacts sur la commande.

L'objectif majeur de cette thèse est donc de développer une méthodologie de commande qui soit systématique pour les systèmes HVDC intégrant des convertisseurs VSC.

Le présent mémoire est organisé comme suit :

Le chapitre 2 rappellera brièvement les différentes configurations des systèmes HVDC. Nous expliquerons aussi l'intérêt qu'ils présentent par rapport à une transmission de puissance alternative.

Le chapitre 3 est destiné à définir les modèles des différents éléments qui constituent un système HVDC de type VSC. Nous donnerons ainsi les modèles de la source de puissance, de la ligne de transmission, de la charge ainsi que celui des convertisseurs. Nous avons considéré deux modèles distincts pour la source de puissance. Dans la

littérature, elle est traditionnellement modélisée par un bus infini. Afin de généraliser les études déjà réalisées, nous l'avons aussi représentée par une **génératrice synchrone**. Les convertisseurs seront, quant à eux, décrits par des modèles continus et moyens, définis sur la période de commutation. Toutefois, pour tenir compte du fait que les entrées des convertisseurs sont des grandeurs discontinues au cours du temps, nous ferons le choix de représenter les systèmes VSC-HVDC par des **modèles discrets**.

Le chapitre 4 a pour objectif d'établir les lois de commande qui permettent la stabilisation des systèmes HVDC de type VSC. Dans ce chapitre, nous avons limité notre étude au **transport d'énergie entre deux terminaux**. Néanmoins, les commandes synthétisées sont directement applicables aux systèmes dits "back to back". Nous pourrons noter que les objectifs de commande ont aussi pris en compte ceux qui sont couramment rencontrés dans les études portant sur le transport de puissance alternatif (régulation de la vitesse angulaire de la génératrice synchrone et celle de la norme de la tension terminale). Les lois de commande supposent, dans ce chapitre, que l'état du système est connu à tout instant. Elles ont été validées en simulation et nous pourrons voir que la présence des convertisseurs constitue un bénéfice pour la stabilisation d'une génératrice synchrone.

Le chapitre 5 est dédié au problème de la commande avec observateurs des systèmes HVDC de type VSC. La synthèse de ces observateurs prendra en compte les retards de communication des mesures et aura pour objectif de permettre la décentralisation des lois de commande. Le choix des approximations qui conduisent à cette décentralisation nécessitera une réflexion conséquente. En effet, nous pourrons voir que le retard sur les informations est une source d'instabilité pour le système en boucle fermée.
La synthèse des observateurs, associée à l'utilisation des lois de commande, a été validée en simulation dans le cadre d'un transport d'énergie entre deux terminaux. Par ailleurs, elle a été aussi généralisée pour des **systèmes multiterminaux** intégrant deux sources de puissance : deux bus infinis pour modéliser deux "gros" réseaux et deux génératrices synchrones pour représenter deux réseaux "faibles".

Le chapitre 6 fait un bilan des recherches qui ont été menées au cours de la thèse et exprime les perspectives que nous pouvons leur donner.

Les principales contributions de cette thèse peuvent être résumées de la manière suivante :

- Sur l'aspect modélisation d'un système HVDC de type VSC, nous avons introduit un modèle à la fois détaillé et adapté au contexte, pour décrire la source de puissance. En utilisant le modèle complet d'une génératrice synchrone, nous étudions les effets des convertisseurs sur les courants statoriques, et ce en comparaison avec

ses modèles réduits (modèle 1 axe, 2 axes, ...). De plus, comparées avec un bus infini, nous considérons les variations de la vitesse angulaire ainsi que les chutes de tension de la source, qui se produisent lors d'un changement de point de fonctionnement.
Une autre contribution originale sur la modélisation est que nous proposons une discrétisation décentralisée du système, obtenant ainsi une modularité, lorsque nous voulons rajouter d'autres éléments (configurations multiterminaux) ou modifier leurs structures. Nous soulignons aussi que cette discrétisation prend en considération les comportements continus et discontinus des différentes grandeurs du système.

– Sur l'aspect commande du système, nous avons fait la synthèse, en temps discret, de lois de commande utilisant le principe de linéarisation entrée-sortie. Nous proposons aussi une solution pour stabiliser la dynamique interne du système. Celle-ci consiste à redéfinir notre problème initial de commande par le problème de poursuite de la trajectoire d'une sortie modifiée, pour laquelle la dynamique interne est stable, et en régime permanent nous retrouvons la valeur initialement souhaitée.
La détermination des entrées de commande étant basée sur la résolution d'un système non-linéaire, nous proposerons une technique qui permet de diminuer la taille du problème à résoudre.
– Finalement, sur l'aspect observation du système, nous proposons une démarche méthodologique sur le choix des approximations, qui conduisent à la décentralisation des lois de commande. Ces approximations sont réutilisables quels que soient les modèles des sources de puissance ou des charges. Nous faisons aussi la synthèse, en temps discret, de plusieurs observateurs de Kalman qui prennent en compte les retards de communication sur les mesures. La démarche introduite a été étendue à deux configurations de systèmes multiterminaux.

Ce travail a été effectué au Laboratoire d'Automatique de Grenoble.

Chapitre 2

Présentation des systèmes HVDC

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps expliquer les raisons pour lesquelles la considération des systèmes HVDC apporte un intérêt dans la transmission de puissance et ce par rapport à un transport alternatif, classiquement utilisé.
Nous présenterons ensuite les différentes configurations que nous pouvons rencontrer pour ces systèmes.

2.1 Intérêts par rapport à une transmission AC

Lors de la conception d'une interconnexion entre deux ou plusieurs stations, il devient actuellement critique de faire un choix entre les utilisations d'une transmission de puissance AC ou DC. Dans les cas de figure où les systèmes HVDC sont sélectionnés, nous pouvons dire que la décision a été prise sur des considérations techniques et économiques. En effet, les principales applications où nous retrouvons ces systèmes, peuvent être répertoriées de la manière suivante [47] :

1. Utilisation de câbles sous marins de plus de 30 km. Pour de telles distances et dans le cadre d'une transmission AC, les câbles sont fortement capacitifs. Il est donc nécessaire d'avoir des stations intermédiaires pour assurer la compensation.
2. Liaison asynchrone entre deux systèmes AC. Une interconnexion AC n'est pas faisable pour des raisons de stabilité et de différence entre les fréquences nominales des deux systèmes.
3. Transmission de puissance longue distance par l'intermédiaire de lignes aériennes. Lorsque les deux types de transmissions sont envisageables, la décision finale est prise en fonction du coût total des deux alternatives. Ce coût inclut entre autres celui des lignes (conducteurs, insulateurs, pylône) et celui de l'exploitation (Right of Way : R-o-W). Il est montré dans [23] et par la figure 2.1 que le coût d'une

transmission DC est plus faible que celui d'une transmission AC pour des distances supérieures à 500 km.

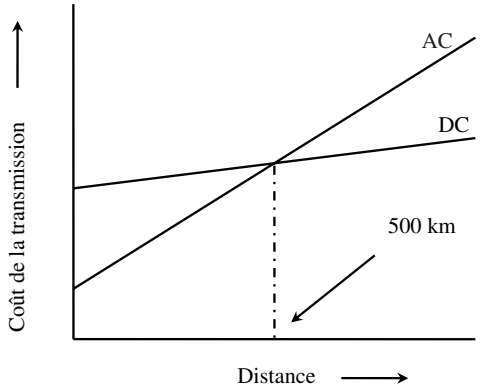


FIG. 2.1 – Coût d'une transmission en fonction de la longueur d'une ligne

2.2 Configurations d'une transmission DC

Les systèmes HVDC peuvent être classifiés en trois catégories :

1. Les liaisons "back-to-back"
2. Les liaisons entre deux terminaux
3. Les liaisons multiterminaux

Nous allons à présent brièvement décrire chacune de ces catégories.

2.2.1 Systèmes DC "back-to-back"

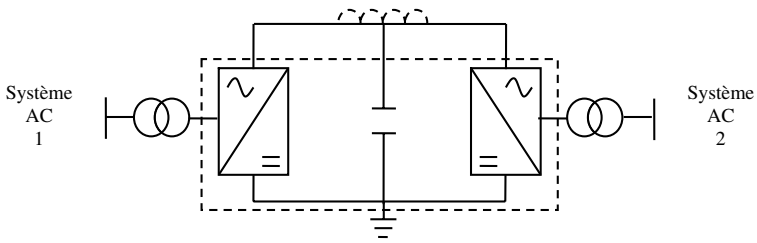


FIG. 2.2 – Système DC "back-to back"

Dans un système de transmission de puissance "back-to-back", le redresseur (convertisseur AC - DC) et l'onduleur (convertisseur DC - AC) sont d'une part localisés dans une même station, c'est-à-dire un même bâtiment, et d'autre part reliés par l'intermédiaire

d'une inductance en série pour les convertisseurs CSC ou d'un condensateur en parallèle pour les convertisseurs VSC (cf figure 2.2). Cette catégorie de système est couramment utilisée pour interconnecter deux systèmes AC asynchrones qui peuvent soit opérer à des fréquences nominales différentes, soit le faire sans être synchronisés [36, 46].

2.2.2 Transmission DC entre deux terminaux

Les transmissions DC entre deux terminaux peuvent être bipolaires ou monopolaires. Une configuration monopolaire est montrée dans la figure 2.3. Elle utilise un seul conducteur et le chemin de retour est assuré par la terre ou l'eau. Les considérations économiques conduisent souvent à privilégier ces systèmes dans le cadre de transmission par câble. Cette configuration peut aussi être la première étape dans la conception d'un système bipolaire.
A la place d'un retour par la terre, un conducteur métallique à basse tension peut être utilisé lorsque la résistivité de la terre est trop importante, ou encore, lorsque les interférences avec des structures métalliques sous-terraines/sous-marines sont préjudiciables [47].

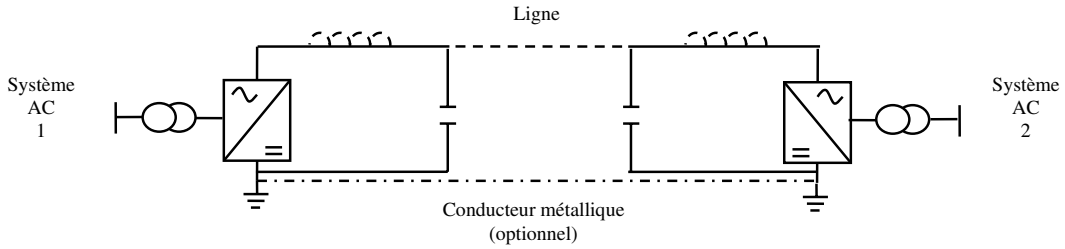


Fig. 2.3 – Configuration monopolaire CSC ou VSC suivant la présence d'inductances ou de condensateurs

La configuration bipolaire (cf figure 2.4) est généralement utilisée pour une transmission de puissance par voie aérienne. Dans ces systèmes, nous trouvons deux conducteurs, un par polarité (positive ou négative), et chaque terminal possède deux convertisseurs connectés en série du côté DC et fonctionnant à la même tension nominale. Les jonctions entre les convertisseurs sont réalisées par la terre. Normalement, les courants qui traversent les conducteurs sont égaux et il n'y a pas de courants qui s'écoulent dans la terre. Les deux pôles peuvent fonctionner indépendamment et par conséquent si un pôle est isolé à cause d'un défaut sur son conducteur, l'autre pôle peut transporter la moitié de la puissance nominale voire plus en considérant les possibilités de surcharge des convertisseurs et de la ligne. Du point de vue des performances, une configuration bipolaire est considérée comme étant l'équivalent d'une transmission AC utilisant deux lignes.

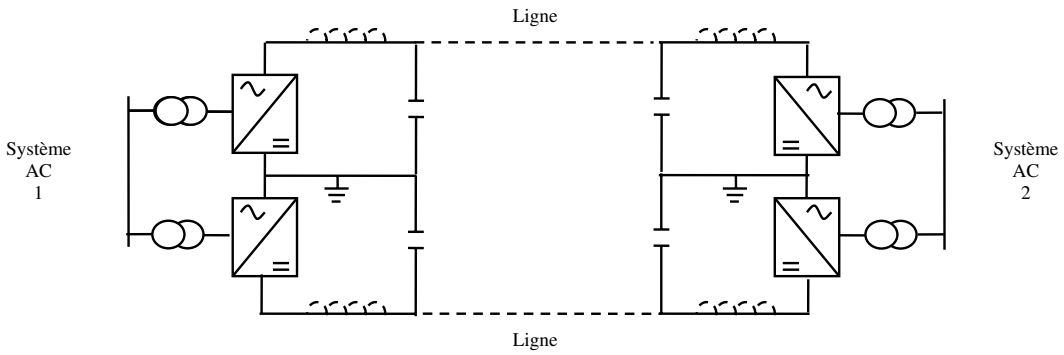


Fig. 2.4 – Configuration bipolaire

2.2.3 Transmission multiterminale

De par le développement et le succès grandissant des transmissions DC entre deux terminaux ("point to point"), les concepteurs de systèmes de puissance ont réalisé que les liaisons multiterminaux (MTDC) pouvaient être beaucoup plus attractives, et ce afin d'exploiter pleinement les avantages économiques et techniques de la technologie HVDC [73, 57, 69].
Les systèmes MTDC se déclinent suivant deux configurations :

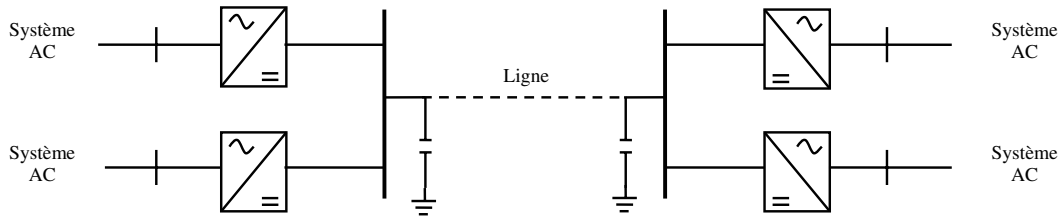
1. Les liaisons parallèles
2. Les liaisons séries (utilisation de convertisseurs CSC uniquement)

Dans une configuration parallèle, les convertisseurs opèrent tous à la même tension DC nominale [52]. Les connexions peuvent être soit radiales (cf figure 2.5(a)) soit maillées (cf figure 2.5(b)).

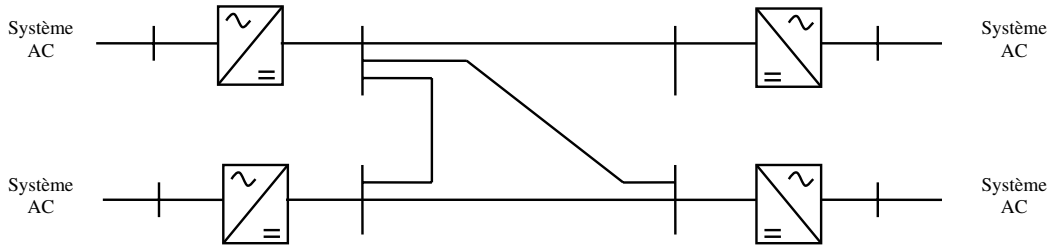
Remarque 2.2.1. Pour plus de clarté, nous avons volontairement omis les condensateurs dans la figure 2.5(b).

Dans une configuration série, les convertisseurs CSC opèrent tous au courant DC nominal (cf figure 2.6).

La majorité des études et des applications impliquant des systèmes MTDC utilisent des configurations parallèles [58, 77, 45, 37]. Dans celles-ci, la connexion radiale est préférée. En effet, bien que les connexions maillées offrent plus de redondances, elles demandent néanmoins des longueurs de ligne plus importantes et par conséquent, elles sont onéreuses. Comparées aux configurations séries, il est reconnu que les configurations parallèles réduisent les pertes des lignes, sont plus simples à commander et offrent plus de flexibilité pour des futures extensions [47]. Nous pouvons toutefois noter que les configurations séries sont confinées aux applications où il est plus économique d'opérer sous un courant important et une basse tension.



(a) Connexion radiale



(b) Connexion maillée

FIG. 2.5 – Exemples de liaisons MTDC - VSC - Configuration parallèle

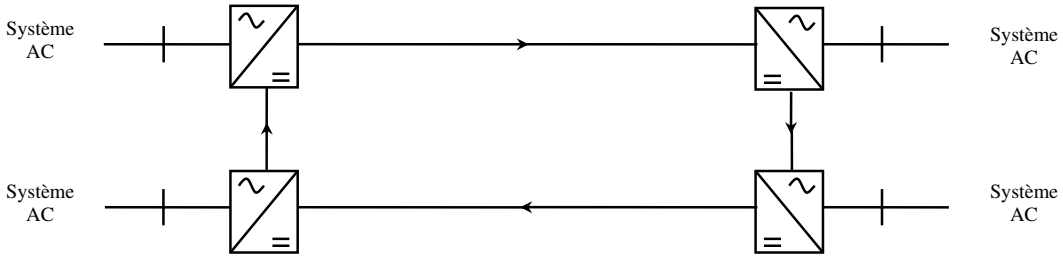


FIG. 2.6 – Schéma de principe d'une liaison MTDC - CSC en configuration série (inductances omises)

2.3 Conclusions

Nous venons de présenter les différentes configurations dans lesquelles nous pouvons rencontrer les systèmes HVDC. Nous nous intéresserons tout particulièrement dans la suite de notre étude à la transmission de puissance entre deux terminaux, lorsque celle-ci intègre une seule ligne de transmission (configuration monopolaire de type VSC). Nous porterons aussi un intérêt aux systèmes MTDC en configuration parallèle (connexion radiale de type VSC).

Chapitre 3

Modélisation des systèmes VSC-HVDC

Le système, que nous allons considérer dans la majorité de notre exposé, est constitué par une source de puissance et une charge, connectées à une ligne de transmission via deux condensateurs de lissage et des convertisseurs VSC (cf figure 3.1).

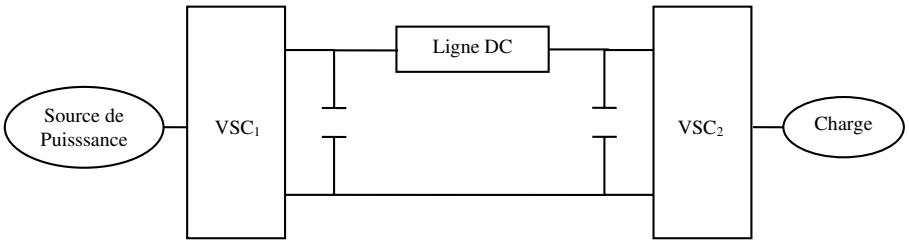


FIG. 3.1 – Système étudié

L'objet de ce chapitre est de présenter les modèles des différents éléments qui contribuent au transfert de la puissance active. Ainsi, nous allons dans un premier temps étudier la modélisation de la source de puissance. Nous pourrons voir que celle-ci sera soit décrite par un bus infini, soit par une génératrice synchrone. Nous porterons ensuite un intérêt à la modélisation des convertisseurs. La problématique sera de choisir un modèle qui soit adapté à la commande et qui couvre un large domaine d'applications, c'est-à-dire qui ne soit pas confiné à une topologie particulière des convertisseurs. Le modèle de ligne de transmission sera aussi un élément essentiel dans notre système. Il aura pour objectif de représenter correctement les fréquences de résonance de la ligne dans la bande passante du correcteur. Le modèle de la charge sera quant à lui très simplifié. Nous expliquerons les raisons de ce choix. Tous les modèles seront dans un premier temps établis en temps continu. Néanmoins, pour garder une cohérence avec le modèle choisi pour décrire les convertisseurs, nous allons discrétiser notre système. Cette discrétisation sera systématique et décentralisée. De ce fait, nous aurons une modularité si nous voulons

rajouter d'autres éléments ou modifier leurs structures.

3.1 Modélisation de la source puissance

Nous nous préoccuperons, dans cette section, de définir les sources de puissance, et d'étudier leurs modélisations.

L'idée la plus simple que l'on puisse avoir pour définir une source de puissance est de considérer que celle-ci est un bus infini (figure 3.2), c'est-à-dire un système caractérisé par une source de tension triphasée et équilibrée v_{l1}, des résistances de ligne R_{l1} et des inductances de ligne L_{l1}.

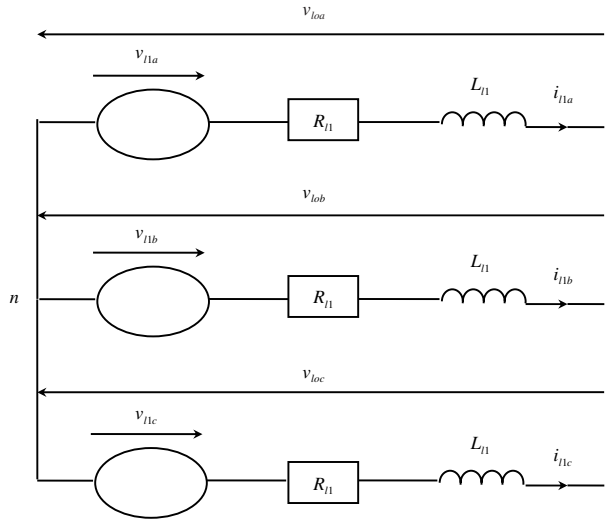


FIG. 3.2 – Représentation du bus infini

Désignons par i_{l1}, le courant triphasé sortant du bus infini et par v_{lo}, la tension triphasée en bout de réseau. En appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des phases, nous avons :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{l1a}}{dt} &= -\dfrac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1a} + \dfrac{1}{L_{l1}} v_{l1a} - \dfrac{1}{L_{l1}} v_{loa} \\ \dfrac{di_{l1b}}{dt} &= -\dfrac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1b} + \dfrac{1}{L_{l1}} v_{l1b} - \dfrac{1}{L_{l1}} v_{lob} \\ \dfrac{di_{l1c}}{dt} &= -\dfrac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1c} + \dfrac{1}{L_{l1}} v_{l1c} - \dfrac{1}{L_{l1}} v_{loc} \end{cases} \tag{3.1.1}$$

Où encore sous forme matricielle :

$$\frac{di_{l1abc}}{dt} = -\frac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1abc} + \frac{1}{L_{l1}} v_{l1abc} - \frac{1}{L_{l1}} v_{loabc} \tag{3.1.2}$$

Remarque 3.1.1. Les tensions sont exprimées dans le neutre du réseau noté n

Une simplification de la description mathématique du bus infini peut être obtenue en considérant la transformation de Park. Cette transformation définit à partir de grandeurs données (courant, tension) des nouvelles grandeurs exprimées dans le repère tournant dq (cf annexe C).
En désignant par θ, l'angle entre l'axe d et l'axe magnétique de la phase a, la transformation de Park (conservant l'amplitude) est définie par :

$$P = \frac{2}{3}\begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \tag{3.1.3}$$

Remarque 3.1.2. Nous n'avons pas considéré la transformation de Park conservant la puissance pour simplifier le modèle du bus infini car dans la suite de l'exposé, le modèle de la génératrice synchrone est écrit en utilisant la transformation qui conserve l'amplitude. Nous pouvons noter que les coefficients qui différent dans l'écriture des modèles des systèmes VSC-HVDC suivant que nous considérons telle ou telle transformation, se simplifient après une normalisation appropriée des équations (cf paragraphe 3.5). Le choix de la transformation devient donc transparent.

Remarque 3.1.3. Nous avons choisi l'axe magnétique de la phase a comme référence. Si tel n'est pas le cas, un angle de déphasage entre la phase a et la référence arbitraire apparaîtra dans les termes de la matrice P

En multipliant chaque terme de l'équation (3.1.2), par la matrice P, nous obtenons :

$$P\frac{di_{l1abc}}{dt} = -\frac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1dq0} + \frac{1}{L_{l1}} v_{l1dq0} - \frac{1}{L_{l1}} v_{lodq0} \tag{3.1.4}$$

Où les variables indexées par l'indice 0 sont les variables stationnaires. Elles sont proportionnelles à la séquence zero des grandeurs électriques (courant,tension).

En ne considérant que le terme de gauche dans l'équation (3.1.4), nous avons :

$$\begin{aligned} P\frac{di_{l1abc}}{dt} &= \frac{d\left(Pi_{l1abc}\right)}{dt} - \frac{dP}{dt} i_{l1abc} \\ &= \frac{d\left(i_{l1dq0}\right)}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\frac{\partial P}{\partial \theta} i_{l1abc} \end{aligned} \tag{3.1.5}$$

Les axes magnétiques des phases du bus infini tournent, par définition, à une vitesse angulaire constante ω_1, donc nous avons $\theta = \omega_1 t$ et ainsi :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_1 \tag{3.1.6}$$

En s'intéressant maintenant au calcul de $\frac{\partial P}{\partial \theta} i_{l1abc}$, nous avons :

$$\begin{aligned}
\frac{\partial P}{\partial \theta} i_{l1abc} &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\cos(\theta) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{l1a} \\ i_{l1b} \\ i_{l1c} \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} i_{l1q} \\ -i_{l1d} \\ 0 \end{pmatrix} \qquad (3.1.7)
\end{aligned}$$

A partir des équations (3.1.4), (3.1.6) et (3.1.7), nous avons alors :

$$\begin{cases}
\frac{di_{l1d}}{dt} = -\frac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1d} + \omega_1 i_{l1q} + \frac{1}{L_{l1}} v_{l1d} - \frac{1}{L_{l1}} v_{lod} \\
\frac{di_{l1q}}{dt} = -\frac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1q} - \omega_1 i_{l1d} + \frac{1}{L_{l1}} v_{l1q} - \frac{1}{L_{l1}} v_{loq} \\
\frac{di_{l10}}{dt} = -\frac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l10} + \frac{1}{L_{l1}} v_{l10} - \frac{1}{L_{l1}} v_{lo0}
\end{cases} \qquad (3.1.8)$$

Nous avons supposé que les tensions de ligne du bus infini étaient équilibrées, par conséquent nous avons la relation $v_{l1a} + v_{l1b} + v_{l1c} = 0$.
Les courants sortant tous du neutre du réseau, nous pouvons écrire $i_{l1a} + i_{l1b} + i_{l1c} = 0$. Il en sera de même pour les dérivées des courants par rapport au temps.
Enfin, en sommant les équations (3.1.1), nous obtenons $v_{loa} + v_{lob} + v_{loc} = 0$, c'est-à-dire que les tensions au bout du réseau sont aussi équilibrées.
Du fait que chacune des grandeurs électriques est équilibrée, il n'existera pas de séquence zero et par conséquent, le modèle du bus infini se réduit aux deux équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases}
\frac{di_{l1d}}{dt} = -\frac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1d} + \omega_1 i_{l1q} + \frac{1}{L_{l1}} v_{l1d} - \frac{1}{L_{l1}} v_{lod} \\
\frac{di_{l1q}}{dt} = -\frac{R_{l1}}{L_{l1}} i_{l1q} - \omega_1 i_{l1d} + \frac{1}{L_{l1}} v_{l1q} - \frac{1}{L_{l1}} v_{loq}
\end{cases} \qquad (3.1.9)$$

Nous venons d'établir le modèle d'une source de puissance que l'on peut qualifier d'idéale. Ce modèle élémentaire est très utilisé dans la littérature du fait de sa simplicité. De plus, il permet d'établir des premiers résultats lorsque l'on veut élaborer des lois de commande [84, 14, 26, 25], et c'est pour cette raison que nous l'utiliserons ultérieurement.
Cependant afin de pouvoir généraliser notre étude et la valoriser, il convient de se demander quels sont, dans la réalité, les principaux acteurs qui jouent le rôle de sources

de puissance et de quelle manière les modéliser.

Les génératrices synchrones constituent la principale source d'énergie électrique dans les systèmes de puissance [47] et le problème majeur, dans l'étude de la stabilité de ces systèmes, est de conserver leurs synchronismes. Ainsi, une compréhension de leurs caractéristiques mais aussi le choix d'un modèle suffisamment "fin" sont d'une importance cruciale dans l'étude de la stabilité des systèmes de puissance.
La modélisation et l'analyse des génératrices synchrones ont toujours été un challenge. Ces problèmes ont principalement été traités dans les années 1920 et 1930 [9, 21, 70], et ont été le sujet d'investigations beaucoup plus récentes [79, 68, 59]. La théorie ainsi que les performances des génératrices synchrones ont aussi conduit à de nombreux ouvrages [47, 15, 78, 3].
Les principaux modèles des génératrices synchrones étant bien connus, il convient alors de se demander quels sont ceux qui sont principalement utilisés dans l'étude de la stabilité des systèmes de puissance. Dans la majeure partie des études, les génératrices synchrones sont décrites par des modèles simplifiés (modèles à un axe, modèles à deux axes) [30, 87, 64, 76], c'est-à-dire par des modèles où les termes représentant les transitoires associés au stator sont négligés. Nous allons maintenant essayer d'en expliquer les raisons. Lorsque ces termes sont négligés, les grandeurs associées au stator ne contiennent que des composantes de la fréquence fondamentale. De plus les équations différentielles au stator deviennent des équations algébriques et cela permet d'utiliser des relations établies en régime permanent pour représenter les différentes interconnexions entre la génératrice et le réseau (charge) qui lui est associé. Il est important de noter que les transitoires des réseaux inter-connectés ne peuvent être négligés que si les transitoires associés au stator de la machine le sont aussi. Dans le cas contraire, un certain nombre d'équations, représentant les différents éléments du système de puissance, seraient inconsistantes. Par ailleurs, l'inclusion des transitoires des différentes interconnexions avec la génératrice synchrone augmente considérablement l'ordre du modèle des systèmes de puissance et limite ainsi la taille de ceux que l'on peut simuler. De plus, les modèles des systèmes représentant les transitoires des stators et des rotors induisent des transitoires hautes fréquences. Cela implique, pour les voir, de considérer des pas d'intégration petits et donc d'augmenter le temps de calcul.
Nous avons pu constater, à travers ces explications, que la considération des modèles réduits pour décrire les génératrices synchrones était influencée par la volonté de simplifier la modélisation des interconnexions qui lui étaient associées.
Dans notre cas d'étude, nous savons que la source de puissance est reliée à un système comportant des convertisseurs et que ces convertisseurs induisent des phénomènes transitoires très rapides au niveau du stator. De ce fait, si l'on considère que la génératrice est modélisée par un modèle simplifié, on suppose alors que tous ces phénomènes transitoires sont négligeables et donc, que les convertisseurs sont dans un état que l'on peut

qualifier de régime permanent. Cela ne correspond pas à notre volonté de montrer ce qu'ils apportent du point de vue de la stabilisation dans le transport d'énergie.
Pour cette raison, nous avons choisi de décrire la génératrice synchrone par un modèle complet.
Celui-ci est exprimé dans le repère tournant dq (transformation de Park conservant l'amplitude) et utilise les courants, statoriques et rotoriques, et la vitesse angulaire du rotor comme variables d'état. Il est basé sur la représentation classique d'une machine comportant trois enroulements au stator, ainsi qu'un enroulement d'alimentation et deux enroulements d'amortissement au rotor [47, 3, 1] (cf figure 3.3).

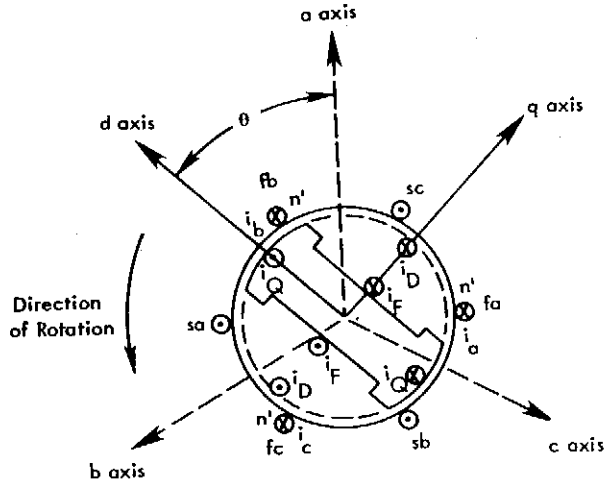


FIG. 3.3 – Représentation de la génératrice synchrone

Définissons les matrices L, R et N par :

$$L = \frac{1}{\omega_{B1}} \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 & -L_{ad} & -L_{ad} & 0 \\ 0 & L_{1q} & 0 & 0 & -L_{aq} \\ L_{ad} & 0 & -L_{fd} & -L_{ad} & 0 \\ L_{ad} & 0 & -L_{ad} & -L_{kd} & 0 \\ 0 & L_{aq} & 0 & 0 & -L_{kq} \end{bmatrix} \qquad R = \begin{bmatrix} -R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

$$N = \begin{bmatrix} 0 & L_{1q} & 0 & 0 & -L_{aq} \\ -L_{1d} & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Où :

ω_{B1} :	base, pour la normalisation, de la vitesse angulaire du rotor [elec. rad/s]
R_1 :	résistance statorique [pu]
R_{fd} :	résistance du circuit d'alimentation [pu]
R_{kd}, R_{kq} :	composantes directe et en quadrature de la résistance des circuits d'amortissement [pu]
L_{1d}, L_{1q} :	composantes directe et en quadrature de l'inductance propre au stator [pu]
L_{fd} :	inductance propre du circuit d'alimentation [pu]
L_{1kd}, L_{1kq} :	composantes directe et en quadrature de l'inductance propre des circuits [pu] d'amortissement
L_{ad}, L_{aq} :	composantes directe et en quadrature de l'inductance magnétisante [pu]

Les équations du modèle de la génératrice synchrone sont données par :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} = L^{-1}\left(R+\omega_{r1}N\right)\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} - L^{-1}\begin{bmatrix} V_{t1d} \\ V_{t1q} \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dfrac{d\omega_{r1}}{dt} = \dfrac{1}{2H}\left[T_m - T_e - D(\omega_{r1}-\omega_{r1_0})\right] \\ T_e = \left(L_{1q}-L_{1d}\right) i_{1d}i_{1q} + L_{ad}i_{1q}i_{fd} + L_{ad}i_{1q}i_{kd} - L_{aq}i_{1d}i_{kq} \end{cases} \tag{3.1.10}$$

Où :

i_{1d}, i_{1q} :	composantes directe et en quadrature des courants statoriques [pu]
V_{t1d}, V_{t1q} :	composantes directe et en quadrature de la tension terminale [pu]
i_{fd} :	courant rotorique du circuit d'alimentation [pu]
e_{fd} :	tension d'excitation [pu]
i_{kd}, i_{kq} :	composantes directe et en quadrature des courants des circuits d'amortissement [pu]
ω_{r1_0} :	vitesse de synchronisme du rotor [pu]
ω_{r1} :	vitesse angulaire du rotor [pu]
T_m :	couple mécanique [pu]

T_e : couple électromagnétique [pu]

H : constante d'inertie [s]

D : constante d'amortissement [pu]

Il est très important de remarquer que toutes les grandeurs, exceptés le temps et la constante d'inertie (pour des raisons d'homogénéité), sont exprimées en per unit. Nous expliquerons ultérieurement les raisons de ce choix.

Dans cette section, nous venons de définir les deux modèles de sources de puissance qui seront utilisés comme supports pour développer les méthodologies de commande et de décentralisation. Il en existe bien évidemment d'autres. Notamment à titre d'exemple nous pouvons citer les machines asynchrones, bien que les génératrices synchrones en soient un cas particulier.

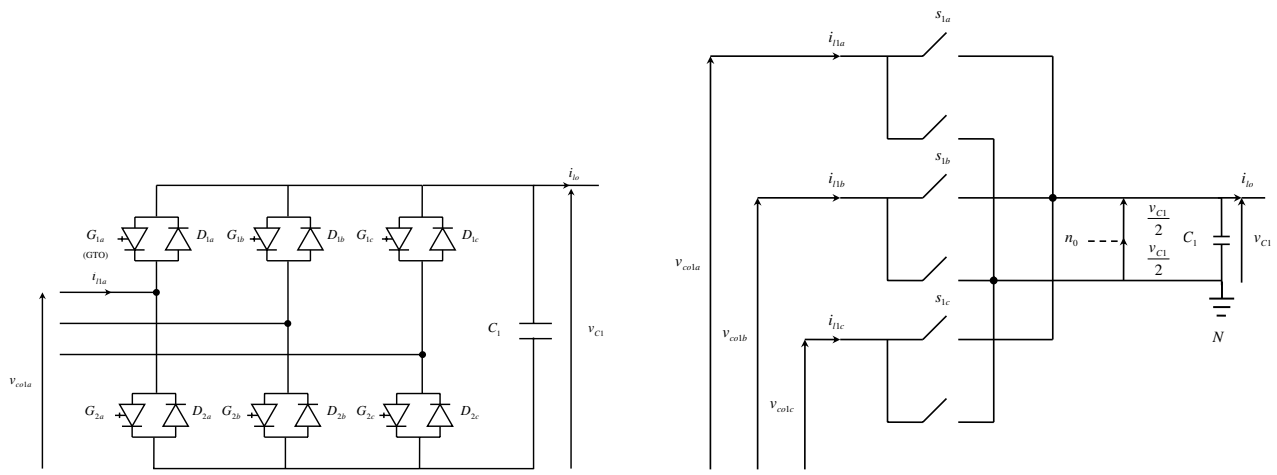
3.2 Modélisation des convertisseurs

Les convertisseurs sont les principaux acteurs dans une transmission HVDC puisqu'ils assurent la transformation de la puissance active alternative en une puissance continue, ainsi que l'opération inverse. Ils ont été l'objet de nombreuses études du fait de l'augmentation des gammes de puissance [22, 55, 54, 50]. En effet, dans les applications haute puissance, on veut pouvoir utiliser des structures (pont à deux niveaux, trois niveaux, multicellulaire, ...) permettant d'une part d'obtenir une haute tension de sortie, et d'autre part de pouvoir faire varier la puissance transmise.
Dans ce paragraphe, nous allons, dans un premier temps, brièvement étudier le principe général du fonctionnement d'un convertisseur en considérant une structure en pont à deux niveaux. Nous porterons ensuite un intérêt à leurs modélisations. Nous présenterons les deux modèles qui sont les plus couramment rencontrés dans la littérature : le modèle à commutation et le modèle moyen.

3.2.1 Principe des opérations et simplification de leurs structures

Le pont à deux niveaux, montré dans la figure 3.4(a), est la plus simple des configurations qui peuvent être utilisées pour définir un convertisseur VSC. Ce pont est constitué de six interrupteurs, chacun étant réalisé à partir d'un semi-conducteur à commutation forcé (GTO, IGBT) et d'une diode anti-parallèle. La réunion de ces deux composants assure la réversibilité du convertisseur en tension.

Le principe des opérations des ponts à deux niveaux est très simple. Chaque phase peut être connectée soit à un terminal DC positif (G_{1i} ou D_{1i} "on", G_{2i} ou G_{2i}"off", $i \in \{a, b, c\}$), soit à un terminal DC négatif (G_{1i} ou D_{1i} "off", G_{2i} ou D_{2i} "on"). Le signe du courant alternatif détermine le composant qui conduit. Par exemple, si i_{1a} est positif, la diode anti-parallèle D_{1a} conduit le courant de phase alors que, dans le cas contraire où i_{1a} est négatif, c'est le semi conducteur G_{1a} qui assure la conduction.



(a) Une vue d'ensemble (b) Topologie

FIG. 3.4 – Pont à deux niveaux

Dans la majorité des études, les chercheurs ne se soucient pas de la représentation des interrupteurs. Ainsi, nous pouvons supposer que le pont est constitué de composants idéaux n'induisant pas de pertes lors de leurs commutations. Partant de ce principe, le pont à deux niveaux montré dans la figure 3.4(a) peut-être simplifié et décrit à présent par la figure 3.4(b).
Le principe de fonctionnement d'un convertisseur et leur simplification structurelle ayant été introduits, nous allons maintenant présenter deux types de modèles.

3.2.2 Modèle à commutation

Dans un système électronique de puissance nous avons deux sortes de variables :

- des variables logiques associées à l'état ouvert ou fermé des interrupteurs formant le convertisseur ;
- des variables analogiques décrivant l'état de la partie continue du système que constituent le générateur et le récepteur (courants, tensions).

Les évolutions en fonction du temps de ces deux types de variables ne sont pas indépendantes :

- l'état du convertisseur impose des contraintes sur les équations d'évolution de l'ensemble générateur-récepteur ;
- l'état des interrupteurs peut dépendre des tensions et des courants aux accès du convertisseur et donc des variables associées à l'état de la partie continue.

Une modélisation complète du système doit tenir compte de la nature différente des deux types de variables et de leur interdépendance.

Voici un exemple correspondant à un pont à deux niveaux (cf figure 3.4(b)) connecté un bus infini.

$$\left\{\begin{array}{lcl} \dfrac{d}{dt}i_{l1dq} & = & -\dfrac{R_{l1}}{L_{l1}}i_{l1dq} + \omega_1 \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} i_{l1dq} + \dfrac{1}{L_{l1}}v_{l1dq} - \dfrac{1}{L_{l1}}P_r s_1 v_{C1} \\ \dfrac{d}{dt}v_{C1} & = & \dfrac{1}{C_1}s_1^T P_{ir} i_{l1dq} - \dfrac{1}{C_1}i_{lo} \end{array}\right. \tag{3.2.1}$$

Où :

$$s_1 = \begin{bmatrix} s_{1a} & s_{1b} & s_{1c} \end{bmatrix}^T$$

Remarque 3.2.1. P_r et P_{ir} sont respectivement des formes réduites de P et P^{-1}.

Dans l'équation (3.2.1), le modèle (à commutation ou modèle "exact") du convertisseur est donné par : $v_{co1dq} = P_r s_1 v_{C1}$. Il s'agit d'un modèle hybride à commande discrète puisqu'il admet pour entrées, les états des interrupteurs (et implicitement leurs temps d'application) ainsi que la grandeur continue v_{C1}.
Il est facile de voir qu'un changement de topologie du convertisseur, c'est-à-dire un changement d'état d'un des interrupteurs, va entraîner un changement de topologie de tout le système. De ce fait, le système n'est plus décrit par une équation différentielle (vectorielle) mais par un ensemble d'équations différentielles où chaque équation correspond à une configuration possible des états des interrupteurs (figure 3.5). Le modèle à commutation d'un convertisseur est donc très difficile à exploiter pour élaborer les lois de commande et c'est pour cette raison qu'il est en général uniquement utilisé pour valider des commandes [22].

Il est important de souligner que le modèle à commutation d'un convertisseur dépend de la structure même de celui-ci. Il n'est donc pas unique. Cela marque la grande différence par rapport au modèle moyen que nous allons maintenant exposer.

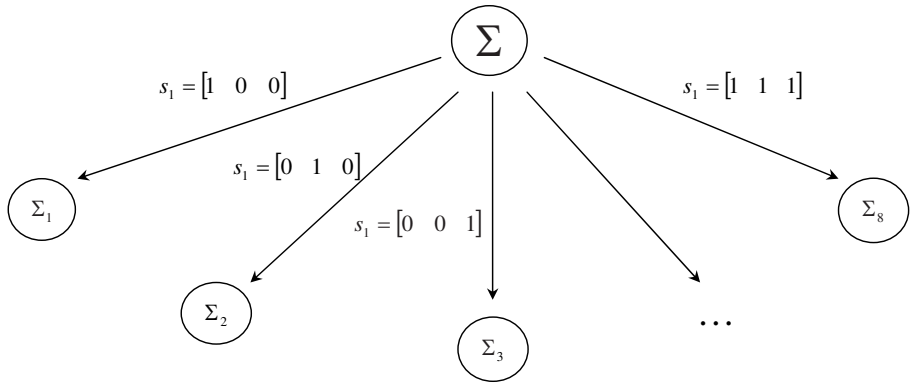


FIG. 3.5 – Description d'un système suivant la topologie d'un convertisseur

3.2.3 Modèle moyen

Dans ce paragraphe, nous allons présenter le modèle continu équivalent qui sera utilisé dans notre étude pour décrire les convertisseurs VSC. Ce modèle est relatif aux systèmes dont les convertisseurs sont commandés par la comparaison d'ondes de référence avec des ondes de modulation (commande MLI). Il suppose aussi que les convertisseurs fonctionnent en mode totalement commandé, c'est-à-dire où tous les instants de changement de leur topologie correspondent à des instants de commande ; ces instants étant fixés par les intersections entre les ondes de référence et les ondes de modulation. Notons que ce fonctionnement n'est, en principe, garanti que pour les convertisseurs dont tous les interrupteurs peuvent être commandés à la fermeture et à l'ouverture et sont réversibles en tension et en courant. Enfin, la dernière hypothèse du modèle est que les fréquences de modulation sont suffisamment élevées par rapport à celles des références.

La construction du modèle continu équivalent d'un convertisseur est détaillée dans [49]. Nous pouvons résumer son principe de la manière suivante : **lorsqu'un convertisseur fonctionne en commande MLI et sous les hypothèses précédemment exposées, nous pouvons le modéliser par les ondes de référence qui fixent sa commande**.

En reprenant les notations de la figure 3.4(b), nous pouvons donc décrire un convertisseur VSC par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{co1a_n} &= \dfrac{v_{C1}}{2}\, r_1 \cos(\omega_1 t + \psi_{1w}) \\ v_{co1b_n} &= \dfrac{v_{C1}}{2}\, r_1 \cos(\omega_1 t + \psi_{1w} - \dfrac{2\pi}{3}) \\ v_{co1c_n} &= \dfrac{v_{C1}}{2}\, r_1 \cos(\omega_1 t + \psi_{1w} + \dfrac{2\pi}{3}) \end{cases} \tag{3.2.2}$$

Où r_1 et ψ_{1w} sont respectivement :
- le rapport cyclique : valeur maximale de la tension de référence rapportée à la moitié de tension continue v_{C1},
- la phase de la tension de référence.

Étant donné que la variation des ondes de référence peut être négligée pendant la période de commutation (la fréquence de modulation est suffisamment élevée par rapport à celle des références), nous pouvons dire que le modèle du convertisseur est un modèle moyen défini sur cette période ($v = \langle v \rangle_{T_c} = \dfrac{1}{T_c}\displaystyle\int_t^{t+T_c} v(\tau)d\tau$).

Nous utiliserons, par la suite, la forme réduite dans le repère (d-q) de l'équation (3.2.2). Celle-ci s'écrit :

$$\begin{cases} v_{co1d} &= \dfrac{v_{C1}}{2}u_{1d} \\ v_{co1q} &= \dfrac{v_{C1}}{2}u_{1q} \end{cases} \tag{3.2.3}$$

Avec :

$$\begin{aligned} u_{1d} &= r_1 \cos(\psi_{1w}) \\ u_{1q} &= r_1 \sin(\psi_{1w}) \end{aligned}$$

Le fait de considérer des modèles moyens pour décrire les convertisseurs présente plusieurs avantages. Ces modèles permettent, tout d'abord, une étude simplifiée de leur commande. Par leur utilisation, nous pouvons aussi couvrir un large domaine d'application puisque, contrairement aux modèles à commutation, ils ne dépendent pas de la structure des convertisseurs.

3.3 Modélisation d'une ligne de transmission

Dans cette section, nous allons considérer que la ligne de transmission est caractérisée par des constantes réparties R, L et C (respectivement une résistance linéique, une inductance linéique et un condensateur linéique). D'un point vue élémentaire, c'est-à-dire pour une longueur infiniment petite, nous pouvons représenter cette ligne par les figures 3.6(a) ou 3.6(b). Elle a donc la propriété d'être symétrique, c'est-à-dire que ses éléments peuvent être vus de la même façon à chacune de ses extrémités.

En désignant par V(x,t) et I(x,t), la tension et le courant au point d'abscisse x au temps t, nous obtenons, en appliquant les lois de Kirchhoff usuelles, les deux équations aux

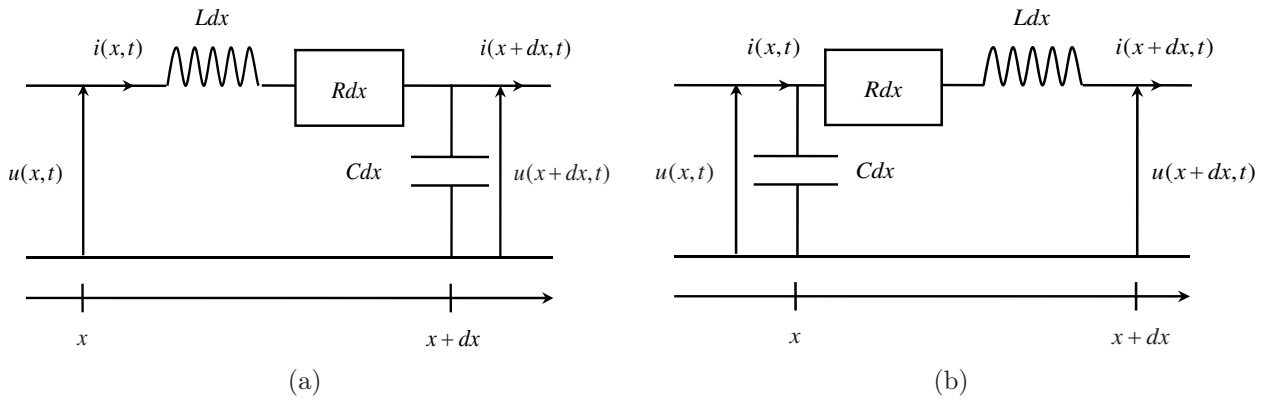


FIG. 3.6 – Deux représentations élémentaires d'une ligne de transmission

dérivées partielles suivantes :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial V}{\partial x} = -L\dfrac{\partial I}{\partial t} - RI \\ \dfrac{\partial I}{\partial x} = -C\dfrac{\partial V}{\partial t} \end{cases} \tag{3.3.1}$$

D'après l'équation (3.3.1), nous pouvons dire que la ligne de transmission est un système de dimension infinie. De plus, il est assez facile de démontrer qu'elle induit des phénomènes de propagations et de réflexions [71].
On peut alors s'interroger sur la manière de la représenter lorsque nous considérons qu'elle est inter-connectée avec d'autres systèmes, et ce pour réaliser une transmission de puissance.
Dans le cas d'une transmission AC, la ligne est le plus souvent modélisée par une impédance équivalente [7]. Cette représentation est adaptée au contexte puisque les phénomènes transitoires ont des constantes de temps très grandes par rapport au temps de propagation sur la ligne. Cependant du fait de la présence des convertisseurs, cela n'est pas le cas si l'on considère une transmission HVDC et il est, par conséquent, primordial de trouver un modèle pour la ligne de transmission qui soit suffisamment "fin" pour représenter les phénomènes de propagations, sans pour autant, demander un temps de calcul trop important.
Ce compromis a été le sujet de quelques études [81, 72, 10, 16, 67, 74], et nous allons essayer d'en dégager les points importants.
La première idée que l'on peut avoir pour modéliser un système de dimension infinie est d'utiliser un schéma de discrétisation spatiale et temporelle (différences finies). Cependant, pour que le modèle obtenu soit stable, il est nécessaire que le pas de discrétisation spatial soit très faible et de ce fait, le modèle devient de dimension importante et demande un temps de calcul conséquent.
La seconde idée que l'on peut avoir, est de se dire que, finalement la ligne de transmission étant représentée de manière élémentaire par une "cellule" R-L-C (cf figure 3.6(a)), on

peut considérer, pour une longueur de ligne donnée, qu'elle est modélisée par un nombre fini de ces "cellules", les interconnexions étant réalisées par des liaisons séries (mise en cascade des cellules). Nous précisons que, pour conserver la propriété de symétrie de la ligne, nous devons tout de même faire une répartition adéquate des résistances et des inductances à chaque extrémité du modèle (cf annexe B). Le schéma de principe de ce dernier est donné dans la figure 3.7.

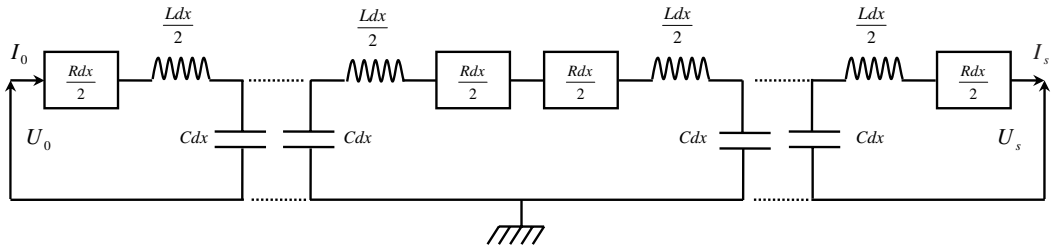


FIG. 3.7 – Ligne de transmission modélisée par une cascade de cellules R-L-C

Une autre approche (figure 3.8) consiste à considérer que tout signal électrique (courant ou tension) de la ligne de transmission est la combinaison d'une onde progressive et d'une onde régressive, chacune d'elles étant soumise à des phénomènes de retard, du fait de leurs propagations.

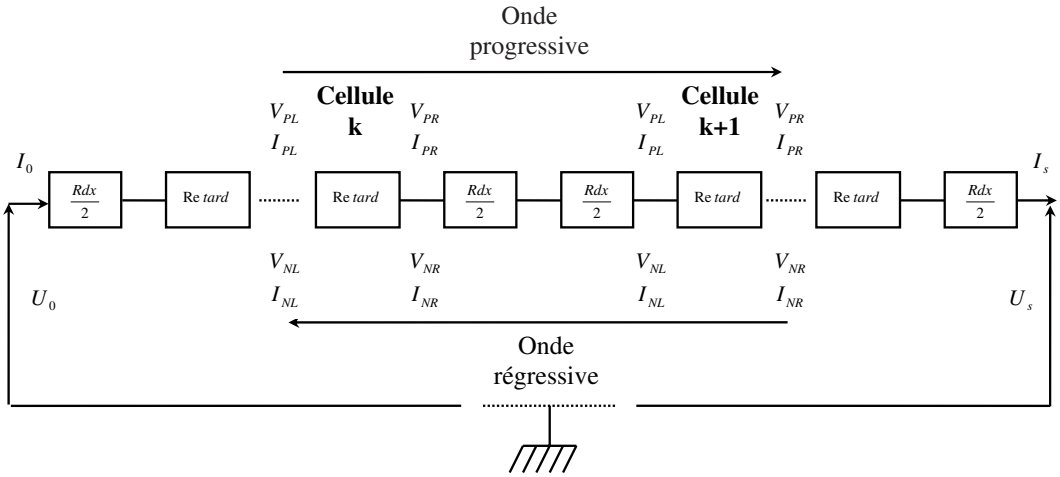
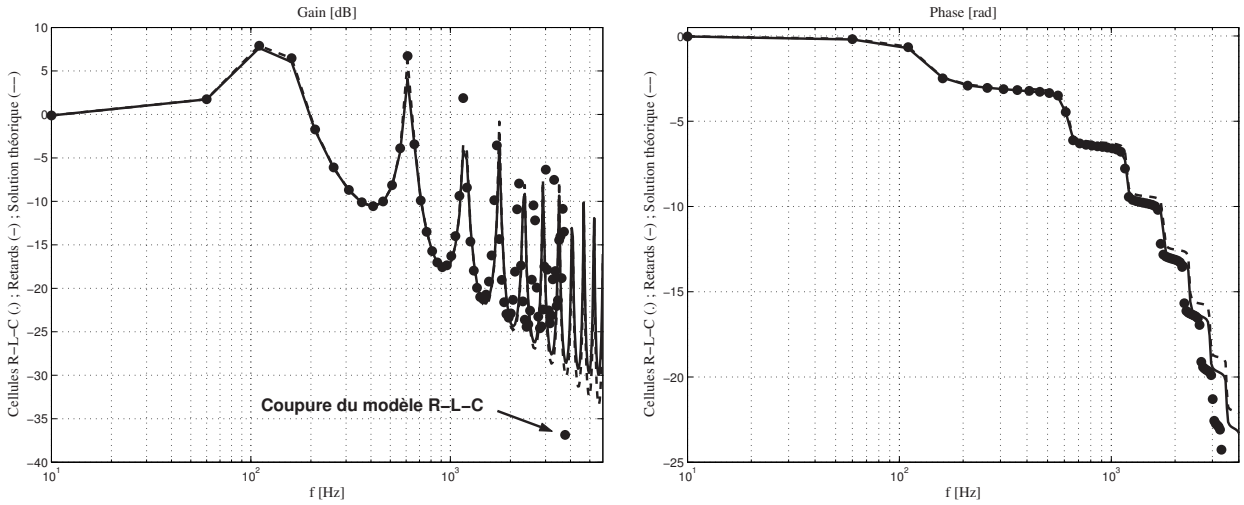


FIG. 3.8 – Ligne de transmission modélisée par des retards

Ce modèle est encore une fois symétrique si nous répartissons correctement les résistances à ses extrémités. De plus, en dosant le nombre de cellules, il nous permet d'avoir une représentation très fine des phénomènes transitoires qui ont lieu au niveau de la ligne de transmission, et ce sur un large domaine fréquentiel [10] (cf figure 3.9). Cependant, la décomposition d'un signal en deux ondes fait que le modèle à retard est non-minimal,



(a) (b)

FIG. 3.9 – Comparaison fréquentielle entre les différents modèles de la ligne ; l = 100 km ; nombre de cellules = 10 ; Charge = cellule RC en parallèle (R=200 Ω ; C=50 μF)

c'est-à-dire qu'il n'est pas commandable, ni obsvervable. Un autre problème soulevé par ce modèle est qu'il suppose une synchronisation entre les commutations des convertisseurs et les retards de chaque cellule. Le modèle à retard peut donc être présenté comme un excellent outil de simulation mais, il n'est pas adapté à la synthèse d'une commande (il faudrait le rendre minimal).
Pour cette raison, et compte tenu du fait que le modèle basé sur la cascade des cellules R-L-C est suffisamment "fin" pour décrire la ligne dans la bande passante considérée (de l'ordre du kHz), nous avons utilisé ce dernier dans notre étude. Il s'exprime sous la forme :

$$\dot{X}_{TL} = A_{TL}X_{TL} + B_{TL}\begin{bmatrix} U_0 \\ U_s \end{bmatrix} \tag{3.3.2}$$

Où U_0 et U_s désignent respectivement les tensions d'entrée et de sortie de la ligne.

3.4 Modélisation de la charge

Un des objectifs de notre étude est de montrer que la présence des convertisseurs aide la source dans la stabilisation de la puissance qu'elle fournit à la charge. Nous pourrons voir dans le chapitre 5 que les commandes associées à la source de puissance sont décentralisées vis-à-vis de celle-ci. Pour ce faire, nous supposerons que du point de vue de la source, la charge est représentée par un modèle approché de son comportement "réel". Il apparaît

donc qu'il n'est pas d'une grande utilité que la charge ait un modèle extrêmement détaillé (moteur asynchrone, moteur à courant continu ...). C'est la raison pour laquelle nous avons considéré qu'elle était un réseau inductif représenté par un bus infini, c'est-à-dire une source de tension triphasée et équilibrée v_{l2}, des résistances de ligne R_{l2} et des inductances de ligne L_{l2}.
Désignons par i_{l2}, le courant triphasé entrant dans le bus infini et par v_{in}, la tension triphasée à l'entrée réseau.
Nous avons précédemment étudié la modélisation d'un bus infini lorsque celui-ci était une source de puissance. Par conséquent, nous pouvons directement utiliser le modèle qui a été obtenu, en faisant attention au signe du courant, puisque le bus infini est à présent une charge (le courant rentre dans le réseau au lieu d'en sortir). Ainsi, à partir de l'équation (3.1.9), le modèle de la charge peut être mis sous la forme :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{l2d}}{dt} &= -\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}} i_{l2d} + \omega_2 i_{l2q} + \dfrac{1}{L_{l2}} v_{ind} - \dfrac{1}{L_{l2}} v_{l2d} \\ \dfrac{di_{l2q}}{dt} &= -\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}} i_{l2q} - \omega_2 i_{l2d} + \dfrac{1}{L_{l2}} v_{inq} - \dfrac{1}{L_{l2}} v_{l2q} \end{cases} \tag{3.4.1}$$

3.5 Expressions des modèles des systèmes VSC-HVDC

Nous avons étudié, dans les sections précédentes, la modélisation des principaux éléments qui participent au transport d'énergie par l'intermédiaire de systèmes VSC-HVDC. Il faut, à présent, nous intéresser à la modélisation des interconnexions entre ces acteurs et ce, pour obtenir le modèle mathématique de ces systèmes. Dans cette section, nous porterons un intérêt particulier à développer le cheminement de la construction du modèle du système VSC-HVDC, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone. En effet, comme nous avons pu le voir, le modèle des génératrices synchrones est caractérisé par des grandeurs normalisées (p.u.) alors que, individuellement, les autres éléments du système sont décrits par des modèles utilisant des grandeurs réelles. Nous avons fait le choix de normaliser l'ensemble des équations exprimées en grandeurs réelles. La raison est qu'il est très difficile de trouver dans la littérature l'ensemble des grandeurs de bases permettant de réaliser la normalisation et de ce fait, il devient impossible d'effectuer l'opération du passage des paramètres normalisés aux paramètres exprimés en grandeurs réelles. Nous pouvons par ailleurs noter que nous normaliserons aussi les équations lorsque la source de puissance est un bus infini et ce, pour garder une certaine cohérence entre les différents modèles que nous obtiendrons.

Nous allons dans un premier temps nous intéresser à la définition des grandeurs de base qui permettront la normalisation des équations puis nous étudierons la construction des modèles des systèmes VSC-HVDC.

3.5.1 Définition des grandeurs de base en vue de la normalisation des modèles

Dans l'étude des systèmes de puissance, il est, en général, judicieux de considérer des modèles exprimés en grandeurs normalisées. Les systèmes normalisés permettent en effet de comparer des systèmes de puissances différentes. De plus, comparés à l'utilisation des unités physiques (Ampère, Volt, Ohm, Weber, Henry ...), ils offrent une simplicité dans la mise en oeuvre des algorithmes [47] et expriment les différentes grandeurs par des ratios n'ayant pas de dimension. Ainsi, nous pouvons établir la relation :

$$\text{Grandeurs en p.u.} = \frac{\text{Grandeurs en unités physiques}}{\text{Grandeurs de base}}$$

Certaines grandeurs de base peuvent être définies de manière arbitraire, alors que d'autres doivent obligatoirement vérifier les relations fondamentales entre les variables des systèmes. Principalement (mais ce n'est pas obligatoire), les grandeurs de bases sont choisies de sorte que les grandeurs normalisées aient pour valeur 1 lorsque le système a un fonctionnement nominal.

La figure 3.10 définie les différentes grandeurs de base utilisées en vue de la normalisation des modèles des systèmes VSC-HVDC.

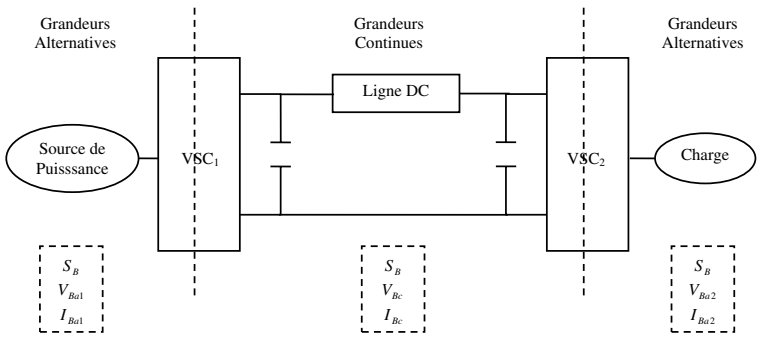


FIG. 3.10 – Système VSC-HVDC - Normalisation

Nous pouvons remarquer que les grandeurs de base correspondant à la puissance (côtés continu et alternatif) sont rigoureusement identiques. En effet, il ne faut pas oublier que, malgré les phénomènes de conversion, cette grandeur électrique n'est pas modifiée (aux pertes près).

Grandeurs de base alternatives

Grandeurs de base	définies par (choix)	dimensions
S_B : puissance de base	puissance nominale du système	[VA]
V_{Ba} : tension alternative de base	valeur crête nominale de la tension de ligne	[V]
f_B : fréquence de base	fréquence nominale du système	[Hz]

Les autres grandeurs de base côté alternatif sont données par :

$$\begin{array}{rcll|rcll} I_{Ba} & = & \dfrac{S_B}{(3/2)V_{Ba}} & [A] & \omega_B & = & 2\pi f_B & [elec.rad/s] \\ L_{Ba} & = & \dfrac{Z_{Ba}}{\omega_B} & [H] & Z_{Ba} & = & \dfrac{V_{Ba}}{I_{Ba}} & [\Omega] \end{array}$$

Remarque 3.5.1. Lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, S_B est définie comme étant sa puissance nominale.

Remarque 3.5.2. La définition de ces grandeurs est adaptée à l'utilisation de la transformation de Park conservant l'amplitude. Si tel n'est pas cas (conservation de la puissance), il faut considérer la puissance nominale par phase et la valeur efficace nominale de la tension de ligne (ainsi que la fréquence nominale) [47].

Remarque 3.5.3. Du fait que la source de puissance et la charge peuvent avoir des paramètres nominaux différents (tension, fréquence), nous utiliserons, par la suite, les indices "1" et "2" pour différencier leurs grandeurs de base respectives.

Grandeurs de base continues

Soit V_{Bc} la tension continue de base. Nous la choisissons égale à la tension continue nominale [V].

Les grandeurs de base côté continu sont données par :

$$\begin{array}{rcll|rcll} I_{Bc} & = & \dfrac{S_B}{V_{Bc}} & [A] & Z_{Bc} & = & \dfrac{V_{Bc}}{I_{Bc}} & [\Omega] \end{array}$$

Nous venons de définir les différentes grandeurs de base qui permettent la normalisation des modèles des systèmes VSC-HVDC. Nous pouvons, à présent, étudier la construction de ces modèles.

3.5.2 La source de puissance est une génératrice synchrone

Nous allons dans un premier temps nous intéresser à l'interconnexion entre la génératrice synchrone et le redresseur.

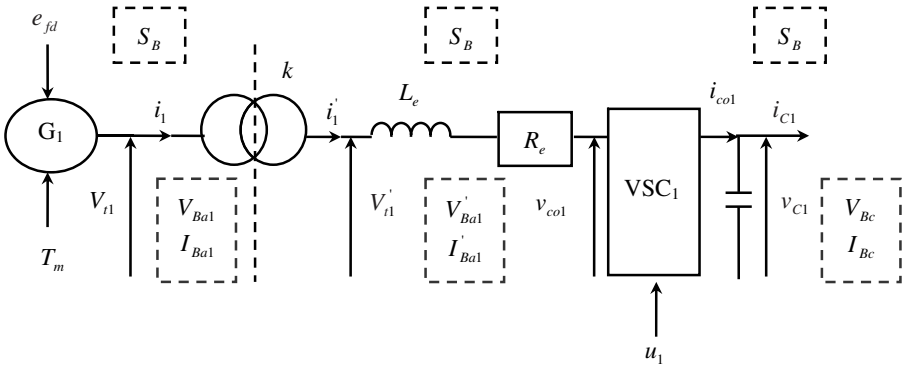


FIG. 3.11 – Interconnexion entre la génératrice synchrone et le convertisseur VSC_1

Comme nous le montre la figure 3.11, la génératrice synchrone est connectée au convertisseur par l'intermédiaire d'un transformateur, d'une inductance L_e (inductance équivalente, prenant en compte les inductances de lignes et de couplage) et d'une résistance R_e.

Désignons par k, le gain du transformateur et par $V_{t1}^{'}$ et $i_1^{'}$, la tension terminale et le courant statorique après le transformateur.
En appliquant les lois de Kirchhoff et en utilisant le modèle du convertisseur (équation (3.2.3)), nous avons :

$$\begin{bmatrix} V_{t1d}^{'} \\ V_{t1q}^{'} \end{bmatrix} = \frac{v_{C1}}{2}\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} + R_e\begin{bmatrix} i_{1d}^{'} \\ i_{1q}^{'} \end{bmatrix} + L_e\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{1d}^{'} \\ i_{1q}^{'} \end{bmatrix} + \omega_{r1}L_e\begin{bmatrix} -i_{1q}^{'} \\ i_{1d}^{'} \end{bmatrix} \quad (3.5.1)$$

Du fait de la présence du transformateur et de son gain k, il peut être judicieux de définir de nouvelles grandeurs de base pour normaliser les grandeurs électriques situées après le transformateur (uniquement côté alternatif).
Soient $V_{Ba1}^{'}$, $I_{Ba1}^{'}$, $L_{Ba1}^{'}$ et $Z_{Ba1}^{'}$ ces nouvelles grandeurs de base. Elles sont définies par :

$$S_B = V_{Ba1}^{'}I_{Ba1}^{'} \qquad L_{Ba1}^{'} = \frac{Z_{Ba1}^{'}}{\omega_{B1}} \qquad Z_{Ba1}^{'} = \frac{V_{Ba1}^{'}}{I_{Ba1}^{'}}$$

En normalisant l'équation (3.5.1), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{t1du}^{'} \\ V_{t1qu}^{'} \end{bmatrix} = \frac{V_{Bc}}{V_{Ba1}^{'}}\frac{v_{C1u}}{2}\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} + \frac{Z_{Ba1}^{'}I_{Ba1}^{'}}{V_{Ba1}^{'}}R_{eu}\begin{bmatrix} i_{1du}^{'} \\ i_{1qu}^{'} \end{bmatrix} + \frac{Z_{Ba1}^{'}I_{Ba1}^{'}}{\omega_{B1}V_{Ba1}^{'}}L_{eu}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{1du}^{'} \\ i_{1qu}^{'} \end{bmatrix} ...$$

$$... + \frac{Z'_{Ba1} I'_{Ba1}}{V'_{Ba1}} \omega_{r1u} L_{eu} \begin{bmatrix} -i'_{1qu} \\ i'_{1du} \end{bmatrix} \tag{3.5.2}$$

En tenant compte des relations entre les grandeurs de base, nous avons :

$$\begin{bmatrix} V'_{t1du} \\ V'_{t1qu} \end{bmatrix} = \frac{V_{Bc}}{V'_{Ba1}} \frac{v_{C1u}}{2} \begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} + R_{eu} \begin{bmatrix} i'_{1du} \\ i'_{1qu} \end{bmatrix} + \frac{L_{eu}}{\omega_{B1}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{1du} \\ i'_{1qu} \end{bmatrix} + \omega_{r1u} L_{eu} \begin{bmatrix} -i'_{1qu} \\ i'_{1du} \end{bmatrix} \tag{3.5.3}$$

Il nous faut maintenant trouver le lien entre les grandeurs électriques situées avant et après le transformateur. En revenant à la définition de la normalisation et en se souvenant des propriétés des transformateurs, nous avons :

$$\begin{bmatrix} V'_{t1du} \\ V'_{t1qu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V'_{t1d} \\ V'_{t1q} \end{bmatrix} \frac{1}{V'_{Ba1}} = k \begin{bmatrix} V_{t1d} \\ V_{t1q} \end{bmatrix} \frac{1}{V'_{Ba1}} = \begin{bmatrix} V_{t1d} \\ V_{t1q} \end{bmatrix} \frac{k}{kV_{Ba1}} = \begin{bmatrix} V_{t1du} \\ V_{t1qu} \end{bmatrix} \tag{3.5.4}$$

De la même manière, nous avons :

$$\begin{bmatrix} i'_{1du} \\ i'_{1qu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{1d} \\ i'_{1q} \end{bmatrix} \frac{1}{I'_{Ba1}} = \frac{1}{k} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \frac{1}{I'_{Ba1}} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \frac{k}{kI_{Ba1}} = \begin{bmatrix} i_{1du} \\ i_{1qu} \end{bmatrix} \tag{3.5.5}$$

Finalement, à partir des équations (3.5.3) à (3.5.5), et en notant k_{ac_1} la constante $\frac{V_{Bc}}{V'_{B1a}}$, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{t1du} \\ V_{t1qu} \end{bmatrix} = k_{ac_1} \frac{v_{C1u}}{2} \begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} + R_{eu} \begin{bmatrix} i_{1du} \\ i_{1qu} \end{bmatrix} + \frac{L_{eu}}{\omega_{B1}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1du} \\ i_{1qu} \end{bmatrix} + \omega_{r1u} L_{eu} \begin{bmatrix} -i_{1qu} \\ i_{1du} \end{bmatrix} \tag{3.5.6}$$

En reprenant, à présent, le modèle de la génératrice (equation 3.1.10) et en utilisant l'équation (3.5.6), nous avons :

$$\begin{cases} \frac{L_{1d}}{\omega_{B1}} \frac{di_{1d}}{dt} - \frac{L_{ad}}{\omega_{B1}} \frac{di_{fd}}{dt} - \frac{L_{ad}}{\omega_{B1}} \frac{di_{kd}}{dt} = -R_1 i_{1d} + \omega_{r1} L_{1q} i_{1q} - \omega_{r1} L_{aq} i_{kq} - V_{t1d} \\ V_{t1d} = k_{ac_1} \frac{v_{C1}}{2} u_{1d} + R_e i_{1d} + \frac{L_e}{\omega_{B1}} \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_{r1} L_e i_{1q} \\ \frac{L_{1q}}{\omega_{B1}} \frac{di_{1q}}{dt} - \frac{L_{aq}}{\omega_{B1}} \frac{di_{kq}}{dt} = -R_1 i_{1q} - \omega_{r1} L_{1d} i_{1d} + \omega_{r1} L_{ad} i_{fd} + \omega_{r1} L_{ad} i_{kd} - V_{t1q} \\ V_{t1q} = k_{ac_1} \frac{v_{C1}}{2} u_{1q} + R_e i_{1q} + \frac{L_e}{\omega_{B1}} \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_{r1} L_e i_{1d} \end{cases} \tag{3.5.7}$$

Remarque 3.5.4. Afin d'alléger les notations, nous avons omis les indices "u" dans l'équation (3.5.7).

L'équation (3.5.7) se ré-écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dfrac{(L_{1d}+L_e)}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{1d}}{dt} - \dfrac{L_{ad}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{fd}}{dt} - \dfrac{L_{ad}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{kd}}{dt} &= -(R_1+R_e)i_{1d} + \omega_{r1}(L_{1q}+L_e)i_{1q}... \\ & \quad ... - \omega_{r1}L_{aq}i_{kq} - k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1d} \\ \dfrac{(L_{1q}+L_e)}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{1q}}{dt} - \dfrac{L_{aq}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{kq}}{dt} &= -(R_1+R_e)i_{1q} - \omega_{r1}(L_{1d}+L_e)i_{1d}... \\ & \quad ... + \omega_{r1}L_{ad}i_{fd} + \omega_{r1}L_{ad}i_{kd} - k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1q} \end{cases} \tag{3.5.8}$$

Définissons les grandeurs L_{1de}, L_{1qe}, R_{1e} par :

$$L_{1de} = L_{1d} + L_e \qquad L_{1qe} = L_{1q} + L_e \qquad R_{1e} = R_1 + R_e \tag{3.5.9}$$

A partir des équations (3.5.8) et (3.5.9), nous avons :

$$\begin{cases} \dfrac{L_{1de}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{1d}}{dt} - \dfrac{L_{ad}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{fd}}{dt} - \dfrac{L_{ad}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{kd}}{dt} &= -R_{1e}i_{1d} + \omega_{r1}L_{1qe}i_{1q} - \omega_{r1}L_{aq}i_{kq}... \\ & \quad ... - k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1d} \\ \dfrac{L_{1qe}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{1q}}{dt} - \dfrac{L_{aq}}{\omega_{B1}}\dfrac{di_{kq}}{dt} &= -R_{1e}i_{1q} - \omega_{r1}L_{1de}i_{1d} + \omega_{r1}L_{ad}i_{fd}... \\ & \quad ... + \omega_{r1}L_{ad}i_{kd} - k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1q} \end{cases} \tag{3.5.10}$$

Définissons, maintenant, les matrices L_{sg}, R_{sg}, A_{sg} et B_{sg} par :

$$L_{sg} = \frac{1}{\omega_{B1}}\begin{bmatrix} L_{1de} & 0 & -L_{ad} & -L_{ad} & 0 \\ 0 & L_{1qe} & 0 & 0 & -L_{aq} \\ L_{ad} & 0 & -L_{fd} & -L_{ad} & 0 \\ L_{ad} & 0 & -L_{ad} & -L_{kd} & 0 \\ 0 & L_{aq} & 0 & 0 & -L_{kq} \end{bmatrix} \qquad R_{sg} = \begin{bmatrix} -R_{1e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{1e} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

$$A_{sg} = L_{sg}^{-1}\left(R_{sg} + \omega_{r1}N\right) \qquad B_{sg} = -L_{sg}^{-1}\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ & \emptyset_{2\times 3} & \end{bmatrix}$$

A partir de l'équation (3.5.10) et des matrices qui viennent d'être définies, le modèle de

la génératrice synchrone, inter-connectée au convertisseur s'écrit donc sous la forme :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} = A_{sg}\left(\omega_{r1}\right)\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + B_{sg}\begin{bmatrix} e_{fd} \\ k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1d} \\ k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1q} \end{bmatrix} \\ \dfrac{d\omega_{r1}}{dt} = \dfrac{1}{2H}\left[T_m - T_e - D(\omega_{r1} - \omega_{r1_0})\right] \\ T_e = \left(L_{1q} - L_{1d}\right) i_{1d}i_{1q} + L_{ad}i_{1q}i_{fd} + L_{ad}i_{1q}i_{kd} - L_{aq}i_{1d}i_{kq} \end{cases} \tag{3.5.11}$$

Nous allons, à présent, étudier l'interconnexion entre la ligne de transmission et les convertisseurs (cf figure 3.12).

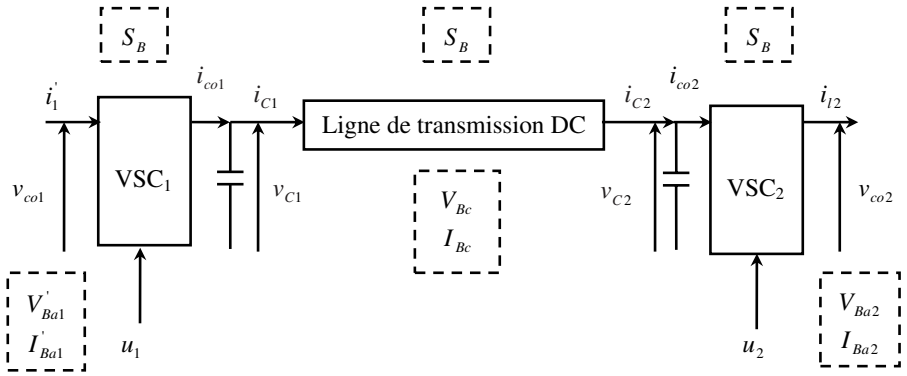


FIG. 3.12 – Interconnexion entre la ligne de transmission et les convertisseurs

En utilisant de nouveau les lois de Kirchhoff, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \dfrac{dv_{C1}}{dt} = -\dfrac{1}{C_1}i_{C1} + \dfrac{1}{C_1}i_{co1} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} = \dfrac{1}{C_2}i_{C2} - \dfrac{1}{C_2}i_{co2} \end{cases} \tag{3.5.12}$$

En normalisant ces équations (grandeurs de base côté continu), nous avons :

$$\begin{cases} \dfrac{dv_{C1u}}{dt} = -\dfrac{1}{V_{Bc}}\dfrac{Z_{Bc}}{C_{1u}}I_{Bc}i_{C1u} + \dfrac{1}{V_{Bc}}\dfrac{Z_{Bc}}{C_{1u}}I_{Bc}i_{co1u} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} = \dfrac{1}{V_{Bc}}\dfrac{Z_{Bc}}{C_{2u}}I_{Bc}i_{C2} - \dfrac{Z_{Bc}}{C_{2u}}I_{Bc}i_{co2u} \end{cases} \tag{3.5.13}$$

Remarque 3.5.5. Il faut se souvenir que nous avons la relation : $C_u = CZ_{Bc}$ et non pas $C_u = C/Z_{Bc}$.

Compte tenu des relations entre les grandeurs de base ($V_{Bc} = Z_{Bc} I_{Bc}$), nous avons :

$$\begin{cases} \dfrac{dv_{C1u}}{dt} &= -\dfrac{1}{C_{1u}} i_{C1u} + \dfrac{1}{C_{1u}} i_{co1u} \\ \dfrac{dv_{C2u}}{dt} &= \dfrac{1}{C_{2u}} i_{C2u} - \dfrac{1}{C_{2u}} i_{co2u} \end{cases} \tag{3.5.14}$$

Nous avons précédemment fait l'hypothèse que les convertisseurs étaient idéaux (qu'ils n'induisaient pas de pertes). Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{3}{2}\left(v_{co1d} i_{1d}^{'} + v_{co1q} i_{1q}^{'}\right) = v_{C1} i_{co1} \tag{3.5.15}$$

Démonstration. Supposons que v_{co1} et $i_1^{'}$ sont des grandeurs (triphasées) équilibrées. Nous pouvons les exprimer sous la forme :

$$\vec{v}_{co1} = \begin{pmatrix} v_{co1_a} \\ v_{co1_b} \\ v_{co1_c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{co1_m} \cos(\theta + \phi_{v_{co1}}) \\ v_{co1_m} \cos(\theta + \phi_{v_{co1}} - \dfrac{2\pi}{3}) \\ v_{co1_m} \cos(\theta + \phi_{v_{co1}} + \dfrac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{3.5.16}$$

$$\vec{i}_1 = \begin{pmatrix} i_{1_a}^{'} \\ i_{1_b}^{'} \\ i_{1_c}^{'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1_m}^{'} \cos(\theta + \phi_{i_1^{'}}) \\ i_{1_m}^{'} \cos(\theta + \phi_{i_1^{'}} - \dfrac{2\pi}{3}) \\ i_{1_m}^{'} \cos(\theta + \phi_{i_1^{'}} + \dfrac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{3.5.17}$$

En faisant un bilan de puissance au niveau du redresseur, nous avons :

$$v_{co1_a} i_{1_a}^{'} + v_{co1_b} i_{1_b}^{'} + v_{co1_c} i_{1_c}^{'} = v_{C1} i_{co1} = P_{co1} \tag{3.5.18}$$

En utilisant les équations (3.5.16) et (3.5.17), nous avons :

$$\begin{aligned} P_{co1} &= v_{co1_m} i_{1_m}^{'} \cos(\theta + \phi_{v_{co1}}) \cos(\theta + \phi_{i_1^{'}}) + v_{co1_m} i_{1_m}^{'} \cos(\theta + \phi_{v_{co1}} - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \phi_{i_1^{'}} - \frac{2\pi}{3}) ... \\ &\quad ... + v_{co1_m} i_{1_m}^{'} \cos(\theta + \phi_{v_{co1}} + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \phi_{i_1^{'}} + \frac{2\pi}{3}) \\ &= \frac{3}{2} v_{co1_m} i_{1_m}^{'} \cos(\phi_{v_{co1}} - \phi_{i_1^{'}}) + \frac{1}{2} v_{co1_m} i_{1_m}^{'} \left[\cos(\psi) + \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\psi - \frac{2\pi}{3})\right] \end{aligned}$$

Où :

$$\psi = 2\theta + \phi_{v_{co1}} + \phi_{i_1^{'}}$$

Nous pouvons montrer que quel que soit l'angle ψ :

$$\cos\psi + \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) = 0$$

Donc :

$$P_{co1} = \frac{3}{2} v_{co1_m} i'_{1_m} \cos(\phi_{v_{co1}} - \phi_{i'_1}) \tag{3.5.19}$$

En utilisant maintenant les résultats de l'annexe C (équations C.1.6 et C.1.9), nous avons :

$$\begin{aligned} \frac{3}{2}\left(v_{co1d} i'_{1d} + v_{co1q} i'_{1q}\right) &= \frac{3}{2}\left[v_{co1_m} i'_{1_m} \cos\phi_{v_{co1}} \cos\phi_{i'_1} + v_{co1_m} i'_{1_m} \sin\phi_{v_{co1}} \sin\phi_{i'_1}\right] \\ &= \frac{3}{2} v_{co1_m} i'_{1_m} \cos(\phi_{v_{co1}} - \phi_{i'_1}) = P_{co1} \end{aligned} \tag{3.5.20}$$

□

En considérant à présent le modèle des convertisseurs, nous pouvons écrire :

$$\frac{3}{2}\frac{v_{C1}}{2}\left(u_{1d} i'_{1d} + u_{1q} i'_{1q}\right) = v_{C1} i_{co1} \tag{3.5.21}$$

En normalisant cette équation et en utilisant l'équation (3.5.5), nous avons :

$$\frac{3}{2} V_{Bc} I'_{Ba1} \frac{v_{C1u}}{2}\left(u_{1d} i'_{1du} + u_{1q} i'_{1qu}\right) = V_{Bc} I_{Bc} v_{C1u} i_{co1u} \tag{3.5.22}$$

L'équation (3.5.22) peut se ré-écrire sous la forme :

$$\frac{3}{2}\frac{V_{Bc}}{V'_{Ba1}} V'_{Ba1} I'_{Ba1} \frac{v_{C1u}}{2}\left(u_{1d} i'_{1du} + u_{1q} i'_{1qu}\right) = V_{Bc} I_{Bc} v_{C1u} i_{co1u} \tag{3.5.23}$$

Or, nous savons que $S_B = \frac{3}{2} V'_{Ba1} I'_{Ba1} = V_{Bc} I_{Bc}$, que $\begin{bmatrix} i'_{1du} \\ i'_{1qu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1du} \\ i_{1qu} \end{bmatrix}$ (cf équation (3.5.5)) et que $\frac{V_{Bc}}{V'_{Ba1}} = k_{ac_1}$, donc nous avons :

$$i_{co1u} = \frac{1}{2} k_{ac_1} \left(u_{1d} i_{1du} + u_{1q} i_{1qu}\right) \tag{3.5.24}$$

Un raisonnement similaire nous permet d'avoir :

$$i_{co2u} = \frac{1}{2} k_{ac_2} \left(u_{2d} i_{2du} + u_{2q} i_{2qu}\right) \tag{3.5.25}$$

Remarque 3.5.6. Nous avons défini la constante k_{ac_2} par : $k_{ac_2} = \frac{V_{Bc}}{V_{Ba2}}$.

Par conséquent, à partir des équations (3.5.14), (3.5.24) et (3.5.25), l'interconnexion entre la ligne de transmission et les convertisseurs est modélisée par :

$$\begin{cases} \frac{dv_{C1u}}{dt} = -\frac{1}{C_{1u}} i_{C1u} + \frac{1}{2}\frac{1}{C_{1u}} k_{ac_1} \left(u_{1d} i_{1du} + u_{1q} i_{1qu}\right) \\ \frac{dv_{C2u}}{dt} = \frac{1}{C_{2u}} i_{C2u} - \frac{1}{2}\frac{1}{C_{2u}} k_{ac_2} \left(u_{2d} i_{l2du} + u_{2q} i_{l2qu}\right) \end{cases} \tag{3.5.26}$$

Pour établir le modèle du système VSC-HVDC, dans le cas où la source de puissance est une génératrice synchrone, il nous reste maintenant à étudier l'interconnexion entre la charge et l'onduleur (cf figure 3.13).

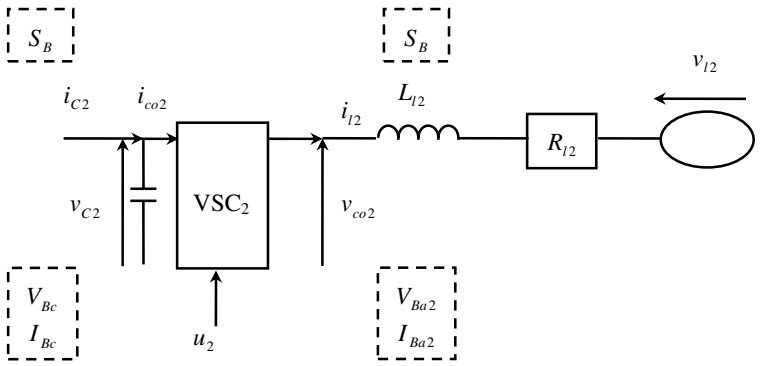


FIG. 3.13 – Interconnexion entre la charge et le convertisseur VSC_2

A partir du modèle des convertisseurs, ainsi que celui de la charge (equation (3.4.1)), nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_{l2d} &= \dfrac{v_{C2}}{2}u_{2d} - R_{l2}i_{l2d} - L_{l2}\dfrac{di_{l2d}}{dt} + \omega_2 L_{l2} i_{l2q} \\ v_{l2q} &= \dfrac{v_{C2}}{2}u_{2q} - R_{l2}i_{l2q} - L_{l2}\dfrac{di_{l2q}}{dt} - \omega_2 L_{l2} i_{l2d} \end{cases} \tag{3.5.27}$$

En normalisant par exemple la première équation du système (3.5.27), nous avons :

$$\begin{aligned} v_{l2du} &= \frac{1}{V_{Ba2}}V_{Bc}\frac{v_{C2u}}{2}u_{2d} - \frac{1}{V_{Ba2}}Z_{Ba2}I_{Ba2}R_{l2u}i_{l2du} - \frac{1}{V_{Ba2}}\frac{Z_{Ba2}}{\omega_{B2}}L_{l2u}I_{Ba2}\frac{di_{l2du}}{dt}... \\ &\quad ... + \frac{1}{V_{Ba2}}\omega_{B2}\frac{Z_{Ba2}}{\omega_{B2}}I_{Ba2}\omega_{2u}L_{l2u}i_{l2qu} \end{aligned} \tag{3.5.28}$$

En utilisant les relations entre les grandeurs de base ($V_{Ba2} = Z_{Ba2}I_{Ba2}$), nous avons :

$$v_{l2du} = k_{ac_2}\frac{v_{C2u}}{2}u_{2d} - R_{l2u}i_{l2du} - \frac{1}{\omega_{B2}}L_{l2u}\frac{di_{l2du}}{dt} + \omega_{2u}L_{l2u}i_{l2qu} \tag{3.5.29}$$

En remarquant que $\omega_{B2} = \omega_2$ (pour un bus infini la vitesse angulaire est constante), nous avons alors :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{l2d}}{dt} &= \omega_2\left[-\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}}i_{l2d} + i_{l2q} + \dfrac{1}{L_{l2}}k_{ac_2}\dfrac{v_{C2}}{2}u_{2d} - \dfrac{1}{L_{l2}}v_{l2d}\right] \\ \dfrac{di_{l2q}}{dt} &= \omega_2\left[-\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}}i_{l2q} - i_{l2d} + \dfrac{1}{L_{l2}}k_{ac_2}\dfrac{v_{C2}}{2}u_{2q} - \dfrac{1}{L_{l2}}v_{l2q}\right] \end{cases} \tag{3.5.30}$$

Remarque 3.5.7. Les indices "u" indiquant les grandeurs en per-unit ont été omis.

Finalement, le modèle du système VSC-HVDC, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, s'écrit sous la forme :

$$\left(\sum\right)\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} = A_{sg}\left(\omega_{r1}\right)\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + B_{sg}\begin{bmatrix} e_{fd} \\ k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1d} \\ k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1q} \end{bmatrix} \\ \dfrac{d\omega_{r1}}{dt} = \dfrac{1}{2H}\left[T_m - T_e - D(\omega_{r1} - \omega_{r1_0})\right] \\ T_e = \left(L_{1q} - L_{1d}\right)i_{1d}i_{1q} + L_{ad}i_{1q}i_{fd} + L_{ad}i_{1q}i_{kd} - L_{aq}i_{1d}i_{kq} \\ \dfrac{dv_{C1}}{dt} = -\dfrac{1}{C_1}i_{C1} + \dfrac{1}{2}\dfrac{1}{C_1}k_{ac_1}\left(u_{1d}i_{1d} + u_{1q}i_{1q}\right) \\ \dfrac{dX_{TL}}{dt} = A_{TL}X_{TL} + B_{TL}\begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} = \dfrac{1}{C_2}i_{C2} - \dfrac{1}{2}\dfrac{1}{C_2}k_{ac_2}\left(u_{2d}i_{l2d} + u_{2q}i_{l2q}\right) \\ \dfrac{di_{l2d}}{dt} = \omega_2\left[-\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}}i_{l2d} + i_{l2q} + \dfrac{1}{L_{l2}}k_{ac_2}\dfrac{v_{C2}}{2}u_{2d} - \dfrac{1}{L_{l2}}v_{l2d}\right] \\ \dfrac{di_{l2q}}{dt} = \omega_2\left[-\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}}i_{l2q} - i_{l2d} + \dfrac{1}{L_{l2}}k_{ac_2}\dfrac{v_{C2}}{2}u_{2q} - \dfrac{1}{L_{l2}}v_{l2q}\right] \end{cases} \tag{3.5.31}$$

3.5.3 La source de puissance est un bus infini

En utilisant un raisonnement identique à celui exposé dans le paragraphe précédent, le modèle du système VSC-HVDC, lorsque la source de puissance est un bus infini, s'écrit sous la forme :

$$\left(\sum\right)\begin{cases} \dfrac{di_{l1d}}{dt} &= \omega_1\left[-\dfrac{R_{l1}}{L_{l1}}i_{l1d}+i_{l1q}-\dfrac{1}{L_{l1}}k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1d}+\dfrac{1}{L_{l1}}v_{l1d}\right] \\ \dfrac{di_{l1q}}{dt} &= \omega_1\left[-\dfrac{R_{l1}}{L_{l1}}i_{l1q}-i_{l1d}-\dfrac{1}{L_{l1}}k_{ac_1}\dfrac{v_{C1}}{2}u_{1q}+\dfrac{1}{L_{l1}}v_{l1q}\right] \\ \dfrac{dv_{C1}}{dt} &= -\dfrac{1}{C_1}i_{C1}+\dfrac{1}{2}\dfrac{1}{C_1}k_{ac_1}\left(u_{1d}i_{l1d}+u_{1q}i_{l1q}\right) \\ \dfrac{dX_{TL}}{dt} &= A_{TL}X_{TL}+B_{TL}\begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} &= \dfrac{1}{C_2}i_{C2}-\dfrac{1}{2}\dfrac{1}{C_2}k_{ac_2}\left(u_{2d}i_{l2d}+u_{2q}i_{l2q}\right) \\ \dfrac{di_{l2d}}{dt} &= \omega_2\left[-\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}}i_{l2d}+i_{l2q}+\dfrac{1}{L_{l2}}k_{ac_2}\dfrac{v_{C2}}{2}u_{2d}-\dfrac{1}{L_{l2}}v_{l2d}\right] \\ \dfrac{di_{l2q}}{dt} &= \omega_2\left[-\dfrac{R_{l2}}{L_{l2}}i_{l2q}-i_{l2d}+\dfrac{1}{L_{l2}}k_{ac_2}\dfrac{v_{C2}}{2}u_{2q}-\dfrac{1}{L_{l2}}v_{l2q}\right] \end{cases} \tag{3.5.32}$$

Remarque 3.5.8. Dans les équations (3.5.31) et (3.5.32), nous supposons que les repères dq sont bien orientés, c'est-à-dire synchronisés avec la phase "a" des réseaux.

3.5.4 Analyse des modèles des systèmes VSC-HVDC

A partir de l'équation (3.5.31), nous pouvons voir que, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, le modèle du système VSC-HVDC se ré-écrit sous la forme générale suivante :

$$\dot{x} = f(x)+g(x)u+[B_z]z \tag{3.5.33}$$

Où :

$$\begin{aligned} x^T &= \begin{bmatrix} \omega_{r1} & i_{1d} & i_{1q} & i_{fd} & i_{kd} & i_{kq} & v_{C1} & X_{TL}^T & v_{C2} & i_{l2d} & i_{l2q} \end{bmatrix} \\ u^T &= \begin{bmatrix} T_m & e_{fd} & u_{1d} & u_{1q} & u_{2d} & u_{2q} \end{bmatrix} \\ z^T &= \begin{bmatrix} \omega_{r1_0} & v_{l2d} & v_{l2q} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Le modèle du système est donc non-linéaire et les non-linéarités sont d'une part des produits entre des variables d'états (dans l'expression de f), et d'autre part des produits entre des variables d'état et des entrées de commande du système (terme g(x)u). De plus, nous pouvons constater que les convertisseurs apportent, par leur présence, quatre entrées de commande (u_{1d}, u_{1q}, u_{2d} et u_{2q}). La génératrice synchrone apporte, quant à elle, deux entrées de commande (T_m et e_{fd}). Nous avons donc six degrés de liberté.

Dans le cas de figure où la source de puissance est un bus infini, le modèle du système reste non-linéaire mais le terme non-linéaire f(x) disparaît. Il est remplacé par un produit entre une matrice constante notée "A" et un vecteur d'état "x". Nous avons :

$$\dot{x} = [A]x + g(x)u + [B_z]z \tag{3.5.34}$$

Où :

$$\begin{aligned} x^T &= \begin{bmatrix} i_{l1d} & i_{l1q} & v_{C1} & X_{TL}^T & v_{C2} & i_{l2d} & i_{l2q} \end{bmatrix} \\ u^T &= \begin{bmatrix} u_{1d} & u_{1q} & u_{2d} & u_{2q} \end{bmatrix} \\ z^T &= \begin{bmatrix} v_{l1d} & v_{l1q} & v_{l2d} & v_{l2q} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les entrées de commande sont les entrées des convertisseurs. Nous avons ainsi quatre degrés de liberté.

3.6 Discrétisation des modèles continus

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que les systèmes VSC-HVDC pouvaient être décrits par des modèles non linéaires en temps continu. Bien que permettant d'appliquer les lois de commande usuelles (linéarisation Entrée - Sortie, backstepping, ...) issues de la théorie des systèmes non linéaires, une telle modélisation ne reflète pas forcement un comportement "réel" des systèmes VSC-HVDC du point de vue des entrées des convertisseurs, car celles-ci évoluent de manière discontinue, du fait de leurs commutations.
Pour cette raison, nous avons décidé de considérer que les systèmes VSC-HVDC étaient caractérisés par des modèles discrets et que la période d'échantillonnage était la période de commutation des convertisseurs. Un tel choix est d'autant plus motivé par le fait que des modèles discrets sont cohérents et "exacts" vis-à-vis de la considération des modèles moyens pour décrire les convertisseurs. En effet, ces derniers sont basés sur l'hypothèse que les entrées des convertisseurs sont constantes sur la période d'échantillonnage. Par ailleurs, nous pouvons aussi dire que, dans la mise en oeuvre des lois de commande sur un système, une étape obligatoire est l'étude de la discrétisation de celles-ci. Ainsi synthétiser directement des lois de commande à partir de modèles discrets peut présenter l'avantage d'éviter les éventuels problèmes de stabilité dus à la discrétisation de celles synthétisées en temps continu.
Cependant, les non-linéarités introduites par les modèles des sources de puissance et des charges (génératrice synchrone, moteur asynchrone, ...) ou encore les interconnexions avec les convertisseurs (cf équations (3.5.31) et (3.5.32)), ainsi que la complexité croissante des systèmes au fur et à mesure que nous rajoutons des éléments (cf configurations multi-terminales), nous conduisent à nous interroger sur la manière d'effectuer leur discrétisation.

Les systèmes VSC-HVDC sont constitués de liaisons entre plusieurs éléments (sources de puissance, convertisseurs, lignes de transmission, charges, ...). Par conséquent, nous pouvons les décrire comme un ensemble d'interconnexions entre des quadripôles individuellement caractérisés par deux entrées, deux sorties et un modèle pouvant être linéaire ou non. Ainsi nous avons une vision globale (entrées-sorties) de chaque élément et de ce fait, nous acquérons une modularité sur leur modélisation.
Afin de mettre à profit cette nouvelle description et en ayant pour objectif d'obtenir des modèles discrets pour les systèmes VSC-HVDC, nous avons choisi de discrétiser les modèles de chaque quadripôle en faisant des hypothèses sur l'évolution de leurs entrées, et de relier les modèles (linéaires) ainsi obtenus par l'intermédiaire de lois d'évolution devant respecter d'une part les relations liées aux interconnexions entre les quadripôles et d'autre part les hypothèses qui ont été émises.
En privilégiant cette approche, la discrétisation des systèmes est systématique (elle s'adapte à tous les modèles), décentralisée (les éléments sont individuellement discrétisés), et par conséquent, elle est en accord avec notre volonté de modularité sur la modélisation de ses éléments. En effet, une modification structurelle ou paramètrique apportée au modèle d'un élément n'implique qu'une re-discrétisation de celui-ci. Cela n'aurait pas été possible si nous avions opté pour une discrétisation globale et directe des systèmes VSC-HVDC en utilisant, à titre d'exemple, une méthode du type Euler car dans ce cas de figure l'ensemble du système doit être re-discrétisé.
Les paragraphes suivants développent les concepts qui ont été introduits. Nous pouvons toutefois noter que dans cette section, nous limitons notre étude au transport d'énergie continu entre une source de puissance (bus infini ou génératrice synchrone) et une charge (bus infini). Nous verrons par la suite comment la généraliser avec des configurations multi-terminaux.

3.6.1 Un exemple de discrétisation locale pour un système linéaire

A travers un exemple numérique simple, nous allons dans un premier temps présenter deux hypothèses que nous pouvons émettre sur l'évolution des variables d'interconnexion, lorsque nous voulons discrétiser localement un système. Nous pourrons voir que celles-ci peuvent jouer un rôle important sur la stabilité du système en temps discret.
Considérons le système linéaire décrit par la représentation d'état suivante :

$$(\Sigma)\begin{cases} \overline{\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}}^{\cdot} = \begin{bmatrix} -1 & -2 \\ 4 & -0.1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} U \\ Y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.6.1}$$

Les valeurs propres de ce système sont données par :

$$VP_c = \begin{bmatrix} -0.5500 + 2.7924i \\ -0.5500 - 2.7924i \end{bmatrix}$$

La partie réelle de chaque valeur propre est négative, par conséquent nous pouvons dire que le système est stable.

Supposons, à présent, que nous voulons discrétiser localement le modèle continu à la période d'échantillonnage dt = 200 ms.

Le système (Σ) peut être décrit par une interconnexion entre deux sous-systèmes que nous désignons par (Σ_A) et (Σ_B). Le schéma de principe est donné par la figure 3.14.

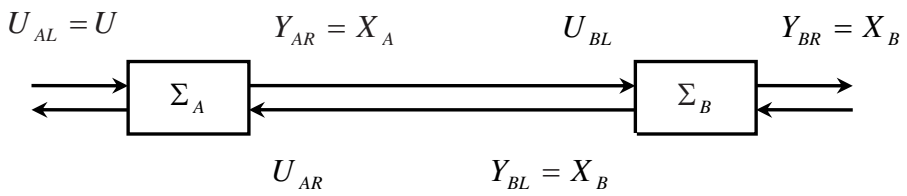


FIG. 3.14 – Une représentation du système interconnecté

A partir de l'équation (3.6.1), nous pouvons donner une représentation d'état des sous-systèmes (Σ_A) et (Σ_B). Nous avons :

$$(\Sigma_A) \begin{cases} \dot{X}_A = \begin{bmatrix} -1 \end{bmatrix} X_A + \begin{bmatrix} 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AL} \\ U_{AR} \end{bmatrix} \\ Y_{AR} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} X_A \end{cases} \tag{3.6.2}$$

Et :

$$(\Sigma_B) \begin{cases} \dot{X}_B = \begin{bmatrix} -0.1 \end{bmatrix} X_B + \begin{bmatrix} 4 \end{bmatrix} U_{BL} \\ Y_{BL} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} X_B \end{cases} \tag{3.6.3}$$

Pour obtenir un modèle discret de (Σ), et ce à partir d'une discrétisation locale des sous-systèmes (Σ_A) et (Σ_B), une première idée peut consister à faire l'hypothèse que les variables d'interconnexion ont une évolution constante sur la période d'échantillonnage. Les modèles discrets de chaque sous-système sont alors donnés par :

$$(\Sigma_{A_{ca}}) \begin{cases} X_{A_{k+1}} = \begin{bmatrix} 0.8187 \end{bmatrix} X_{A_k} + \begin{bmatrix} 0.1813 & -0.3625 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AL} \\ U_{AR} \end{bmatrix}_k \\ Y_{AR_k} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} X_A \end{cases} \tag{3.6.4}$$

Et :

$$(\Sigma_{B_{ca}})\begin{cases} X_{B_{k+1}} &= \begin{bmatrix} 0.9802 \end{bmatrix} X_{B_k} + \begin{bmatrix} 0.7921 \end{bmatrix} U_{BL_k} \\ Y_{AR_k} &= \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} X_{A_k} \end{cases} \tag{3.6.5}$$

Remarque 3.6.1. Nous avons aussi supposé que l'entrée U_{AL} reste constante sur la période d'échantillonnage.

En considérant les équations d'interconnexion entre les deux sous-systèmes ($Y_{AR_k} = U_{BL_k} = X_{A_k}$ et $U_{AR_k} = Y_{BL_k} = X_{B_k}$), nous obtenons ainsi :

$$(\Sigma_{ca})\begin{cases} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}_{k+1} &= \begin{bmatrix} 0.8187 & -0.3625 \\ 0.7921 & 0.9802 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0.1813 \\ 0 \end{bmatrix} U_k \\ Y_k &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}_k \end{cases} \tag{3.6.6}$$

Les valeurs propres associées à ce modèle, ainsi que leurs normes respectives, sont données par :

$$VP_{d_{ca}} = \begin{bmatrix} 0.8995 + 0.5297i \\ 0.8995 - 0.5297i \end{bmatrix} \qquad \|VP_{d_{ca}}\| = \begin{bmatrix} 1.0439 \\ 1.0439 \end{bmatrix}$$

La norme des valeurs propres étant supérieure à 1, nous pouvons conclure que le modèle discret est instable.

Une seconde hypothèse qui est envisageable pour discrétiser localement le système (Σ), est de faire une approximation du première ordre, en considérant que les variables d'interconnexion ont une évolution linéaire sur la période d'échantillonnage.
Définissons par DU_{AR} et DU_{BL}, les pentes respectives des variables U_{AR} et U_{BL}. A partir des équations (3.6.2) et (3.6.3), nous pouvons écrire :

$$(\Sigma_A^{'})\begin{cases} \overline{\begin{bmatrix} X_A \\ U_{AR} \end{bmatrix}}^{\cdot} &= \begin{bmatrix} -1 & -2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ U_{AR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AL} \\ DU_{AR} \end{bmatrix} \\ Y_{AR} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ U_{AR} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.6.7}$$

Et :

$$(\Sigma_B^{'})\begin{cases} \overline{\begin{bmatrix} X_B \\ U_{BL} \end{bmatrix}}^{\cdot} &= \begin{bmatrix} -0.1 & 4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_B \\ U_{BL} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} DU_{BL} \\ Y_{BL} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_B \\ U_{BL} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.6.8}$$

Le modèle discret du sous-système $(\Sigma_A^{'})$ est alors donné par :

$$\begin{bmatrix} X_A \\ U_{AR} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 0.8187 & -0.3625 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ U_{AR} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0.1813 & -0.03746 \\ 0 & 0.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AL} \\ DU_{AR} \end{bmatrix}_k \tag{3.6.9}$$

En remarquant que $DU_{AR_k} = \dfrac{U_{AR_{k+1}} - U_{AR_k}}{dt}$, nous pouvons écrire :

$$X_{A_{k+1}} = 0.8187\, X_{A_k} - 0.1752\, U_{AR_k} - 0.1873\, U_{AR_{k+1}} + 0.1813\, U_{AL_k} \tag{3.6.10}$$

De la même manière, le modèle discret du sous-système $(\Sigma_B^{'})$ s'écrit :

$$X_{B_{k+1}} = 0.9802\, X_{B_k} + 0.3947\, U_{BL_k} + 0.3973\, U_{BL_{k+1}} \tag{3.6.11}$$

En considérant, de nouveau, les relations d'interconnexion entre les sous-systèmes (Σ_A) et (Σ_B), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0.1873 \\ -0.3973 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0.8187 & -0.1752 \\ 0.3947 & 0.9802 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}_k \ldots$$

$$\ldots + \begin{bmatrix} 1 & 0.1873 \\ -0.3973 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0.1813 \\ 0 \end{bmatrix} U_k$$

Le modèle discret de (Σ) est ainsi donné par :

$$(\Sigma_{la}) \begin{cases} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 0.6932 & -0.3340 \\ 0.6701 & 0.8475 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0.1687 \\ 0.0670 \end{bmatrix} U_k \\ Y_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix}_k \end{cases} \tag{3.6.12}$$

En étudiant à présent les valeurs propres de (Σ_{la}), nous avons :

$$VP_{d_{la}} = \begin{bmatrix} 0.7704 + 0.4668i \\ 0.7704 - 0.4668i \end{bmatrix} \qquad \|VP_{d_{la}}\| = \begin{bmatrix} 0.9007 \\ 0.9007 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, le modèle discret est stable.

Pour valider notre étude, nous avons comparé la réponse du modèle (Σ_{la}), suite à un échelon unitaire de l'entrée U, avec celle du modèle continu et celle du modèle discret obtenu par une discrétisation "globale" du système. La figure 3.15 nous montre les résultats obtenus.

Nous pouvons constater que, dans notre exemple, une discrétisation "locale" du système (Σ), basée sous l'hypothèse d'une évolution linéaire des variables d'interconnexion, représente une alternative intéressante à la discrétisation "globale".

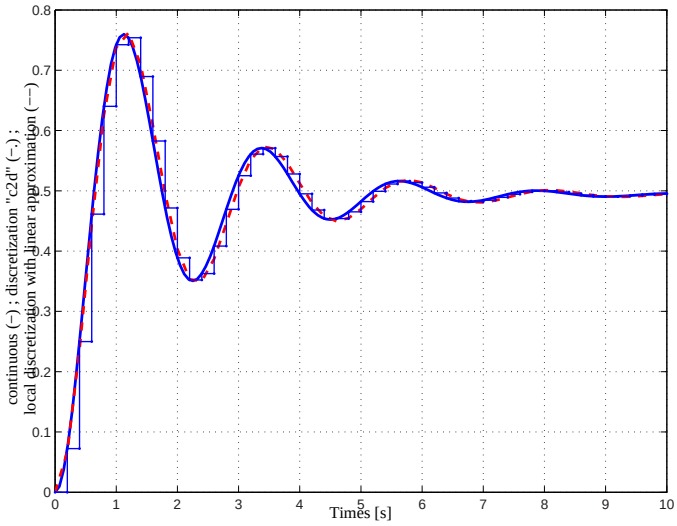


FIG. 3.15 – Réponses de différents modèles du système suite à échelon unitaire de l'entrée

3.6.2 Discrétisation des systèmes VSC-HVDC lorsque la source est un bus infini

Le système correspondant au transport d'énergie continu entre deux bus infinis est rappelé dans la figure 3.16.

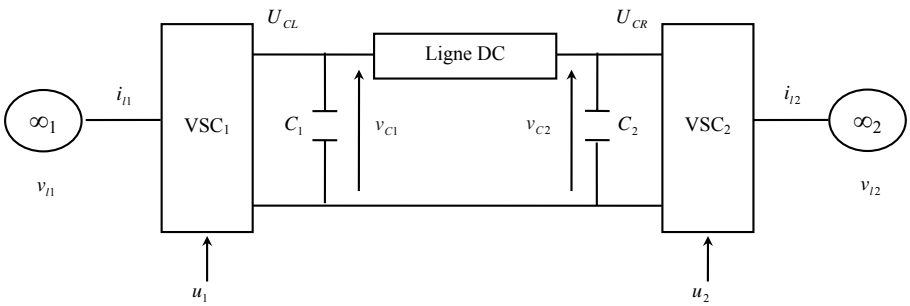


FIG. 3.16 – Transport d'énergie continu entre deux bus infinis

Désignons par A, le bus infini 1, par B, le convertisseur VSC_1, par C, les deux condensateurs de lissage et la ligne de transmission, par D, le convertisseur VSC_2 et finalement, par E, le bus infini 2.
Une description du système, en termes de liaisons entre quadripôles, peut être faite par la figure 3.17.

Une représentation d'état du système a été établie dans l'équation (3.5.32). A travers

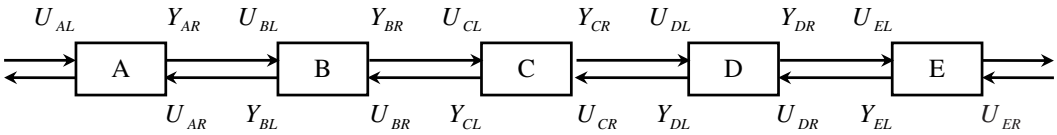


FIG. 3.17 – Description du système par des quadripôles

celle-ci, nous pouvons constater qu'il est possible de définir le système comme un ensemble d'équations dynamiques pour représenter chacun de ses éléments (hormis les convertisseurs), ainsi qu'un ensemble d'équations algébriques pour représenter les non-linéarités introduites par les modèles des convertisseurs et leurs interconnexions avec les autres éléments du système.
En tenant compte des notations introduites dans la figure 3.17, ces équations s'écrivent sous la forme :

Equations dynamiques

$$\begin{cases} \dot{X}_A &= A_{Ac}X_A + B_{Ac}\begin{bmatrix} U_{AL} \\ U_{AR} \end{bmatrix} \\ \dot{X}_C &= A_{Cc}X_C + B_{Cc}\begin{bmatrix} U_{CL} \\ U_{CR} \end{bmatrix} \\ \dot{X}_E &= A_{Ec}X_E + B_{Ec}\begin{bmatrix} U_{EL} \\ U_{ER} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.6.13}$$

Equations algébriques

$$\begin{aligned} U_{AR} &= Y_{CL}U_B & U_{EL} &= Y_{CR}U_D \\ U_{CL} &= Y_{AR}^T U_B & U_{CR} &= Y_{EL}^T U_D \end{aligned} \tag{3.6.14}$$

Où les grandeurs Y_{AR}, Y_{CL}, Y_{CR} et Y_{EL} sont définies par :

$$\begin{aligned} Y_{AR} &= C_{AR}X_{AR} = \frac{1}{2}k_{ac_1}X_{AR} & Y_{EL} &= C_{EL}X_{EL} = \frac{1}{2}k_{ac_2}X_{EL} \\ Y_{CL} &= C_{CL}X_C = \frac{1}{2}k_{ac_1}v_{C1} & Y_{CR} &= C_{CR}X_C = \frac{1}{2}k_{ac_2}v_{C2} \end{aligned} \tag{3.6.15}$$

Et :

$$\begin{aligned} X_A &= \begin{bmatrix} i_{l_{1d}} & i_{l_{1q}} \end{bmatrix}^T & X_C &= \begin{bmatrix} v_{C1} & X_{TL}^T & v_{C2} \end{bmatrix}^T & X_E &= \begin{bmatrix} i_{l_{2d}} & i_{l_{2q}} \end{bmatrix}^T \\ U_{AL} &= \begin{bmatrix} v_{l_{1d}} & v_{l_{1q}} \end{bmatrix}^T & U_{ER} &= \begin{bmatrix} v_{l_{2d}} & v_{l_{2q}} \end{bmatrix}^T \\ U_B &= \begin{bmatrix} u_{1d} & u_{1q} \end{bmatrix}^T & U_D &= \begin{bmatrix} u_{2d} & u_{2q} \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

$$A_{Ac} = -\omega_1 \left(\frac{R_{l_1}}{L_{l_1}} I_2 + H_t \right) \qquad B_{Ac} = \omega_1 \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{l_1}} I_2 & -\frac{1}{L_{l_1}} I_2 \end{pmatrix}$$

$$A_{Cc} = \left(\begin{array}{c|ccc|c} 0 & -\frac{1}{C_1} & & 0 & 0 \\ B_{TL_1} & & A_{TL} & & B_{TL_2} \\ 0 & 0 & & \frac{1}{C_2} & 0 \end{array} \right) \qquad B_{Cc} = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{pmatrix}$$

$$A_{Ec} = -\omega_2 \left(\frac{R_{l_2}}{L_{l_2}} I_2 + H_t \right) \qquad B_{Ec} = \omega_2 \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{l_2}} I_2 & -\frac{1}{L_{l_2}} I_2 \end{pmatrix}$$

$$H_t = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Comme nous l'avons expliqué précédemment, nous avons choisi de trouver un modèle discret du système qui soit adapté à notre volonté de modularité sur la modélisation de ses éléments.
Pour atteindre cet objectif, une première étape consiste à discrétiser les modèles continus de chaque quadripôle, c'est-à-dire les équations (3.6.13) et (3.6.14).
Afin de discrétiser les équations dynamiques, il est nécessaire de se donner des hypothèses sur l'évolution de leurs entrées. Les grandeurs U_{AL} et U_{ER} correspondent aux tensions des bus infinis et elle sont, par définition, constantes au cours du temps. Les grandeurs U_{AR}, U_{EL}, U_{CL} et U_{CR} correspondent quant à elles soit aux tensions, soit aux courants des convertisseurs et nous pouvons remarquer, avec les équations (3.6.13) et (3.6.14), qu'elles sont des variables d'interconnexion pour les différents éléments (quadripôles) du système. Par conséquent, les hypothèses émises au sujet de leurs évolutions vont induire des comportements réalistes ou non de la part des autres grandeurs du système. C'est maintenant ce que nous allons essayer de développer en prenant, à titre d'exemple, la grandeur U_{AR} (qui est aussi la grandeur Y_{BL}, d'après figure 3.17).
Afin d'étudier la continuité des variables, introduisons les indices "b" et "e" pour dénoter leurs évolutions en début et en fin de période d'échantillonnage.
D'après l'équation (3.6.14), nous avons à l'instant k :

$$\begin{cases} U_{AR_{bk}} = Y_{CL_{bk}} U_{B_k} \\ U_{AR_{ek-1}} = Y_{CL_{ek-1}} U_{B_{k-1}} \end{cases} \tag{3.6.16}$$

Nous pouvons constater, dans l'équation (3.6.16), que nous n'avons pas utilisé les indices "b" et "e" pour les entrées des convertisseurs (U_B). Cela provient du fait que nous savons, par définition, que celles-ci sont constantes sur une période d'échantillonnage et qu'elles ont une évolution discontinue.

Nous allons considérer, dans ce qui va suivre, que le système est dans une période transitoire. Nous avons donc $U_{B_k} \neq U_{B_{k-1}}$.

Supposons tout d'abord que nous faisons l'hypothèse que la variable U_{AR} est constante sur une période d'échantillonnage. D'après l'équation (3.6.16), nous pouvons dire qu'il en sera de même pour la variable Y_{CL}. Deux possibilités se présentent alors : soit la variable Y_{CL} a une évolution discontinue, c'est-à-dire $Y_{CL_{bk}} \neq Y_{CL_{ek-1}}$ (figure 3.18(a)), soit celle-ci est continue.
Du fait que Y_{CL} représente la tension du condensateur 1, physiquement, cette grandeur ne peut pas varier instantanément et donc ne peut pas avoir d'évolution discontinue.
Cependant, si l'on considère que la variable U_{AR} est constante sur une période d'échantillonnage et que l'évolution de Y_{CL} est continue, cela veut aussi dire, d'après l'équation (3.6.16), que la variable Y_{CL} est constante au cours du temps (figure 3.18(b)). Un tel phénomène est bien évidemment impossible car nous supposons que le système est dans une période transitoire.
Par conséquent, nous pouvons faire la conclusion suivante : si l'on considère que la variable U_{AR} est constante sur une période d'échantillonnage, nous ne respectons pas les principes physiques d'évolution ou de continuité de la variable Y_{CL}.
Si nous supposons maintenant que la variable U_{AR} a une évolution linéaire sur une période d'échantillonnage (figure 3.18(c)), nous pouvons voir que le comportement de Y_{CL} devient cohérent du point de vue de son évolution et de sa continuité.

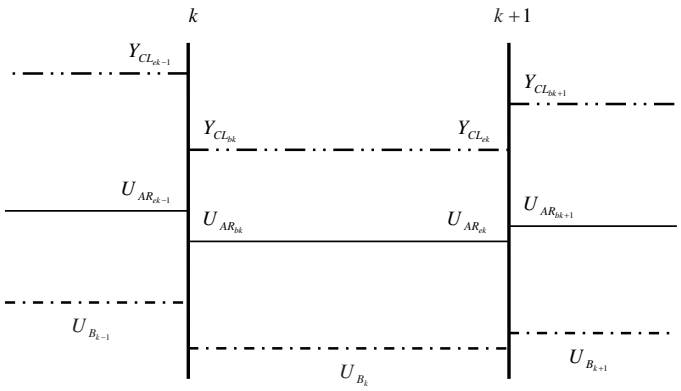
La même étude peut être faite avec les variables U_{EL}, U_{CL} et U_{CR}. Nous pouvons toutefois noter que dans le cas des grandeurs U_{CL} et U_{CR}, la continuité de Y_{AR} et Y_{EL} (équation (3.6.14)) est assurée par l'intermédiaire des inductances de ligne et de couplage.

Ainsi, pour discrétiser les équations dynamiques (3.6.13) nous allons faire l'hypothèse que les entrées ont toutes une évolution linéaire sur une période d'échantillonnage. De plus tout comme nous l'avons fait précédemment, nous utiliserons, pour chacune des variables d'interconnexion entre un convertisseur et un autre élément du système, les indices "b" et "e" afin de prendre en compte les discontinuités introduites par les convertisseurs.

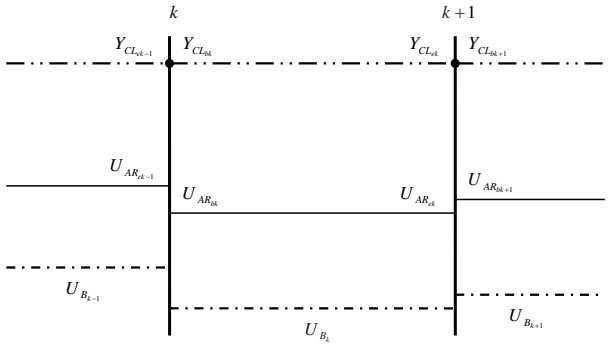
Remarque 3.6.2. Nous avons vu que les entrées U_{AL} et U_{ER} étaient constantes au cours du temps. Considérer qu'elles ont une évolution linéaire à l'intérieur de la période d'échantillonnage, signifie donc que la pente entre deux échantillons est nulle.

Remarque 3.6.3. Les schémas d'illustration ne font intervenir qu'une seule composante de U_{AR} et U_B (alors que ceux-ci sont des vecteurs) par souci de clarté.

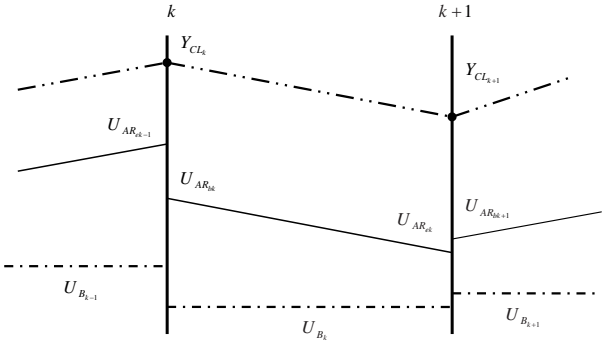
La discrétisation des équations dynamiques du système a été détaillée dans le paragraphe 3.6.1. Il faut maintenant nous intéresser à celle des équations algébriques (3.6.14). Pour ce faire, nous allons par exemple étudier la discrétisation de l'équation $U_{AR} = Y_{CL}U_B$.
Comme nous l'avons expliqué précédemment, nous devons d'une part, utiliser les indices



(a) U_{AR} constante par morceau



(b) U_{AR} constante par morceau - Continuité de Y_{CL}



(c) U_{AR} linéaire par morceau - Continuité de Y_{CL}

FIG. 3.18 – Hypothèses d'évolution de U_{AR} (et de Y_{BL})

"b" et "e" pour représenter les discontinuités introduites par les convertisseurs, et d'autre part, respecter la continuité de la variable Y_{CL}. En prenant en compte ces contraintes, l'expression en temps discret de l'équation algébrique est alors :

$$\begin{cases} U_{AR_{bk}} &= Y_{CL_k} U_{B_k} \\ U_{AR_{ek}} &= Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} \end{cases} \tag{3.6.17}$$

Finalement, le modèle discret du système s'écrit sous la forme :

Equations dynamiques :

$$X_{A_{k+1}} = A_A X_{A_k} + B_{AL} U_{AL_k} + B_{ALN} U_{AL_{k+1}} + B_{AR_b} U_{AR_{bk}} + B_{AR_e} U_{AR_{ek}} \tag{3.6.18}$$

$$X_{C_{k+1}} = A_C X_{C_k} + B_{CL_b} U_{CL_{bk}} + B_{CL_e} U_{CL_{ek}} + B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \tag{3.6.19}$$

$$X_{E_{k+1}} = A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_b} U_{EL_{bk}} + B_{EL_e} U_{EL_{ek}} \tag{3.6.20}$$

Equations algébriques :

$$\begin{aligned}
U_{AR_{bk}} &= Y_{CL_k} U_{B_k} & U_{CL_{bk}} &= Y^T_{AR_k} U_{B_k} & U_{CR_{bk}} &= Y^T_{EL_k} U_{D_k} \\
U_{AR_{ek}} &= Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} & U_{CL_{ek}} &= Y^T_{AR_{k+1}} U_{B_k} & U_{CR_{ek}} &= Y^T_{EL_{k+1}} U_{D_k} \\
U_{EL_{bk}} &= Y_{CR_k} U_{D_k} \\
U_{EL_{ek}} &= Y_{CR_{k+1}} U_{D_k}
\end{aligned}$$

Où les grandeurs Y_{AR_k}, $Y_{AR_{k+1}}$, Y_{CL_k}, $Y_{CL_{k+1}}$, Y_{CR_k}, $Y_{CR_{k+1}}$, Y_{EL_k} et $Y_{EL_{k+1}}$ sont définies par :

$$\begin{aligned}
Y_{AR_k} &= C_{AR} X_{A_k} & Y_{CL_k} &= C_{CL} X_{C_k} & Y_{CR_k} &= C_{CR} X_{C_k} \\
Y_{AR_{k+1}} &= C_{AR} X_{A_{k+1}} & Y_{CL_{k+1}} &= C_{CL} X_{C_{k+1}} & Y_{CR_{k+1}} &= C_{CR} X_{C_{k+1}} \\
Y_{EL_k} &= C_{EL} X_{E_k} \\
Y_{EL_{k+1}} &= C_{EL} X_{E_{k+1}}
\end{aligned}$$

3.6.3 La source est une génératrice synchrone

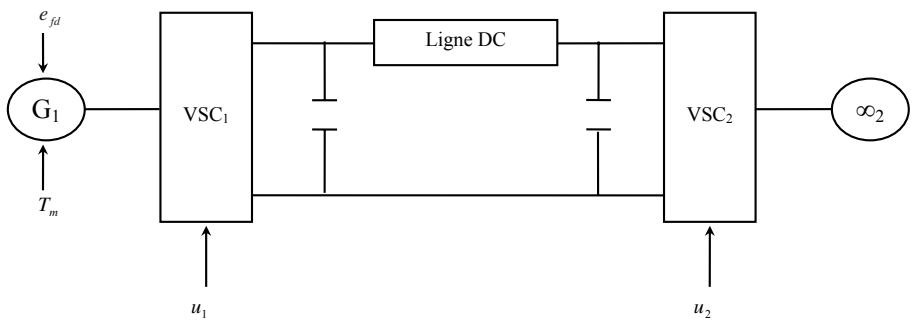


FIG. 3.19 – Transport d'énergie continue entre une génératrice synchrone et un bus infini

L'objectif de cette section est de déterminer le modèle discret du système présenté dans la figure 3.19.
Pour ce faire, nous allons uniquement nous intéresser à la discrétisation du modèle, en temps continu, de la génératrice synchrone. En effet, nous avons de nouveau choisi de procéder à une discrétisation décentralisée du système et de ce fait nous pouvons réutiliser les résultats que nous avons obtenu dans la section précédente.

Désignons par M, la partie mécanique de la génératrice synchrone, par A, la partie électrique de celle-ci, par B, le convertisseur VSC_1, par C, les deux condensateurs de

lissage et la ligne de transmission, par D, le convertisseur VSC_2 et finalement, par E, le bus infini 2.
Une description du système, en termes de liaisons entre quadripôles, peut être faite par la figure 3.20.

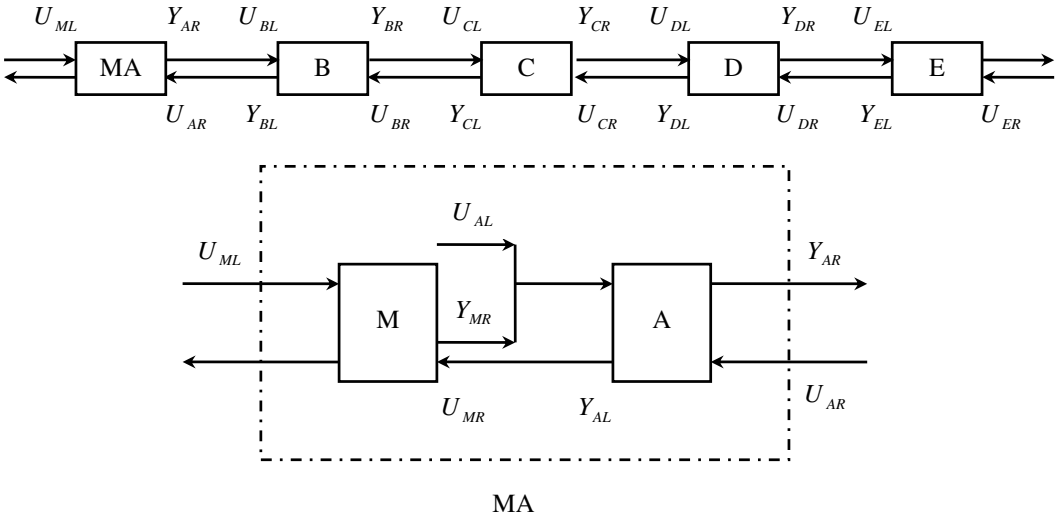


FIG. 3.20 – Description du système par des quadripôles

A partir de la représentation d'état du système (équation (3.5.31)) et des notations introduites dans la figure 3.20, le modèle de la génératrice synchrone peut être ré-écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \Delta\dot{X}_M &= A_{Mc}\Delta X_M + B_{Mc}\begin{bmatrix} U_{ML} \\ U_{MR} \end{bmatrix} \\ \dot{X}_A &= A_{Ac}(X_M)X_A + B_{Ac}\begin{bmatrix} U_{AL} \\ U_{AR} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.6.21}$$

Où :

$$U_{MR} = \frac{1}{2}X_A^T M_{T_e} X_A \tag{3.6.22}$$

Et :

$$\begin{array}{llll} \Delta X_M = X_M - X_{M_0} & X_M = \omega_{r1} & X_{M_0} = \omega_{r1_0} \\ U_{ML} = T_m & & \\ A_{Mc} = -\dfrac{D}{2H} & B_{Mc} = \dfrac{\omega_{r1_0}}{2H}\begin{pmatrix} 1 & -1 \end{pmatrix} & \\ Y_{MR} = X_M = \omega_{r1} & & \end{array}$$

$$M_{Te} = \begin{pmatrix} 0 & L_{1q} - L_{1d} & 0 & 0 & -L_{aq} \\ L_{1q} - L_{1d} & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 \\ 0 & L_{ad} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ad} & 0 & 0 & 0 \\ -L_{aq} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$X_A = \begin{bmatrix} i_{1d} & i_{1q} & i_{fd} & i_{kd} & i_{kq} \end{bmatrix}^T$$

$$U_{AL} = e_{fd}$$

$$A_{Ac}(X_M) = A_{sg}(\omega_{r1}) \qquad B_{Ac} = B_{sg}$$

A partir des équations dynamiques (3.6.21), nous pouvons constater que la détermination d'un modèle discret de la génératrice synchrone impose de faire des hypothèses sur l'évolution des grandeurs U_{ML}, U_{MR}, U_{AL} et U_{AR}.
Les variables U_{ML} et U_{AL} correspondent respectivement à la puissance mécanique et à la tension d'excitation de la génératrice synchrone. Elles sont donc des entrées de commande pour le système et, de ce fait, nous pouvons faire l'hypothèse qu'elles sont constantes sur la période d'échantillonnage.
En reprenant l'étude exposée dans la section précédente, nous pouvons tout de suite justifier le fait de supposer que la variable U_{AR} a une évolution linéaire sur la période d'échantillonnage. On peut alors se demander si cette approximation est aussi valable pour la variable U_{MR} qui, elle aussi, est une grandeur d'interconnexion (entre le quadripôle M et le quadripôle A).
D'après l'équation (3.6.22), nous pouvons voir que la grandeur U_{MR} s'exprime par l'intermédiaire d'une fonction quadratique dépendant uniquement de l'état de génératrice synchrone. Les inductances rotoriques et statoriques ainsi que celles de couplage imposent que les courants statoriques et rotoriques (l'état de la génératrice) ont une évolution continue au cours du temps car ils ne peuvent pas varier instantanément. Par conséquent, il en sera de même pour la puissance électrique (U_{MR}) et nous pouvons ainsi faire l'hypothèse que la grandeur U_{MR} à une évolution linéaire sur la période d'échantillonnage.

Les hypothèses d'évolution sur les grandeurs d'entrée des quadripôles ayant été déterminées, il faut maintenant nous interroger sur la manière dont nous allons traiter le fait que la partie électrique de la génératrice synchrone est caractérisée par un modèle non linéaire (la matrice d'état dépend de la vitesse angulaire du rotor X_M).
Compte-tenu du choix de la période d'échantillonnage, il est assez facile de comprendre qu'entre deux échantillons la grandeur X_M n'évolue pas beaucoup (la constante de temps mécanique est très grande devant la période d'échantillonnage). Par conséquent, une façon de traiter la non-linéarité du modèle consiste à discrétiser la partie électrique de la génératrice synchrone à chaque instant d'échantillonnage et ce, en supposant que

la grandeur X_M est constante sur la période d'échantillonnage. Nous pouvons noter qu'en procédant ainsi, nous discrétisons un modèle qui devient linéaire.

Finalement, à partir de l'étude réalisée dans la section précédente et des hypothèses qui viennent d'être formulées, le modèle discret du système s'écrit sous la forme :

Equations dynamiques :

$$X_{M_{k+1}} = A_M X_{M_k} + B_{ML} U_{ML_k} + B_{MR} U_{MR_k} + B_{MRN} U_{MR_{k+1}} + A_{M_0} X_{M_0} \quad (3.6.23)$$

$$X_{A_{k+1}} = A_A \left(X_{M_k}\right) X_{A_k} + B_{AL} U_{AL_k} + B_{AR_b} U_{AR_{bk}} + B_{AR_e} U_{AR_{ek}} \quad (3.6.24)$$

$$X_{C_{k+1}} = A_C X_{C_k} + B_{CL_b} U_{CL_{bk}} + B_{CL_e} U_{CL_{ek}} + B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \quad (3.6.25)$$

$$X_{E_{k+1}} = A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_b} U_{EL_{bk}} + B_{EL_e} U_{EL_{ek}} \quad (3.6.26)$$

Equations algébriques :

$$U_{MR_k} = \frac{1}{2} X_{A_k}^T M_{T_e} X_{A_k} \qquad U_{AR_{bk}} = Y_{CL_k} U_{B_k} \qquad U_{CL_{bk}} = Y_{AR_k}^T U_{B_k}$$

$$U_{MR_{k+1}} = \frac{1}{2} X_{A_{k+1}}^T M_{T_e} X_{A_{k+1}} \qquad U_{AR_{ek}} = Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} \qquad U_{CL_{ek}} = Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k}$$

$$U_{CR_{bk}} = Y_{EL_k}^T U_{D_k} \qquad U_{EL_{bk}} = Y_{CR_k} U_{D_k}$$

$$U_{CR_{ek}} = Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k} \qquad U_{EL_{ek}} = Y_{CR_{k+1}} U_{D_k}$$

Où les grandeurs Y_{AR_k}, $Y_{AR_{k+1}}$, Y_{CL_k}, $Y_{CL_{k+1}}$, Y_{CR_k}, $Y_{CR_{k+1}}$, Y_{EL_k} et $Y_{EL_{k+1}}$ sont définies par :

$$Y_{AR_k} = C_{AR} X_{A_k} \qquad Y_{CL_k} = C_{CL} X_{C_k} \qquad Y_{CR_k} = C_{CR} X_{C_k}$$

$$Y_{AR_{k+1}} = C_{AR} X_{A_{k+1}} \qquad Y_{CL_{k+1}} = C_{CL} X_{C_{k+1}} \qquad Y_{CR_{k+1}} = C_{CR} X_{C_{k+1}}$$

$$Y_{EL_k} = C_{EL} X_{E_k}$$

$$Y_{EL_{k+1}} = C_{EL} X_{E_{k+1}}$$

3.7 Conclusions du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps étudié les modèles des différents éléments qui participent au transport d'énergie par l'intermédiaire de systèmes VSC-HVDC. Nous nous sommes, tout d'abord, intéressés à la modélisation des sources de puissances et nous avons choisi de considérer qu'elles pouvaient être soit des réseaux inductifs représentés par des bus infinis, soit des génératrices synchrones qui sont, actuellement, les sources de puissance les plus utilisées. Nous avons pu voir que les

génératrices synchrones pouvaient être décrites par des modèles simplifiés mais que ces derniers n'étaient pas adaptés à notre cas d'étude. Pour cette raison, nous avons considéré que les génératrices synchrones étaient représentées par des modèles prenant en compte la dynamique de chacun de ses enroulements (modèles complets). Après l'étude de la modélisation des sources de puissance, nous nous sommes intéressés à la modélisation des convertisseurs et nous avons vu qu'ils pouvaient être principalement décrits soit par des modèles à commutation, soit par des modèles moyens continus définis sur leurs périodes de commutation. Les modèles à commutation sont très difficiles à exploiter pour élaborer les lois de commande. En effet, ils présentent le désavantage d'être une représentation discontinue avec la commande binaire des commutateurs et, par conséquent, ils sont en général uniquement utilisés pour valider des commandes. Nous avons ainsi fait le choix de modéliser les convertisseurs par des modèles moyens. Ces modèles nous permettent une étude simplifiée de leur commande. De plus, par leurs utilisations, nous pouvons couvrir un large domaine d'application puisque, contrairement aux modèles à commutation, ils ne dépendent pas de la topologie des convertisseurs.
Nous avons ensuite étudié la modélisation des lignes de transmission. Nous avons pu voir que ces systèmes étaient de dimension infinie, puisqu'ils étaient décrits par des équations aux dérivées partielles, mais qu'il était possible de les représenter par deux modèles linéaires : un modèle cellulaire et un modèle à retard. Du fait que le modèle à retard a, entre autres, l'inconvénient de supposer une synchronisation entre les commutations des convertisseurs et les retards de chaque cellule, nous avons choisi de représenter les lignes de transmission par le modèle cellulaire.
Enfin, nous avons étudié la modélisation des charges et nous avons considéré qu'elles pouvaient être décrites par des bus infinis.
Les modèles des différents éléments qui participent au transport d'énergie étant connus, nous avons ensuite étudié leurs interconnexions et ce pour obtenir les modèles, en temps continu, des systèmes VSC-HVDC.
Du fait que, d'une part les modèles continus ne reflètent pas forcement un comportement "réel" de ces systèmes du point de vue des entrées des convertisseurs, et que d'autre part les modèles moyens des convertisseurs sont construits en supposant que ses entrées restent constantes sur la période d'échantillonnage, nous avons fait le choix de discrétiser les modèles continus en utilisant comme période d'échantillonnage, la période de commutation des convertisseurs, conservant ainsi une cohérence vis-à-vis de leurs modèles. Pour ce faire, nous avons décrit les systèmes VSC-HVDC par un ensemble d'interconnexions entre des quadripôles et afin de mettre à profit cette nouvelle description nous avons discrétisé les modèles de chaque quadripôle en faisant des hypothèses sur l'évolution de leurs entrées. Nous avons relié les modèles ainsi obtenus par l'intermédiaire de lois d'évolution devant respecter d'une part les relations liées aux interconnexions entre les quadripôles et d'autre part les hypothèses qui ont été émises. En privilégiant cette approche la discrétisation des systèmes est décentralisée, et nous obtenons une modularité, lorsque nous voulons rajouter d'autres éléments

(configurations multiterminaux) ou modifier leurs structures.

Ayant à notre disposition les modèles des systèmes VSC-HVDC, nous pouvons à présent étudier leurs commandes.

Chapitre 4

Commande des systèmes VSC-HVDC

Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, passer en revue les principales méthodes de commande proposées dans la littérature pour la stabilisation des réseaux électriques (transmission AC et HVDC). Cet état de l'art nous permettra de formuler les problèmes que nous allons étudier dans notre exposé. Nous proposerons ensuite une commande qui répondra aux objectifs fixés. Celle-ci sera établie en appliquant le principe de linéarisation entrée-sortie. Une étude préliminaire nous montrera qu'une régulation "directe" de la tension du bus continu (un de nos objectifs de commande) conduit à une dynamique interne instable. Ainsi, nous redéfinirons notre problème initial de commande par le problème de poursuite de la trajectoire d'une sortie modifiée, pour laquelle la dynamique interne est stable, et en régime permanent nous retrouvons la valeur initialement souhaitée. Cette démarche sera validée par l'intermédiaire de simulations.

4.1 Un état de l'art sur les commandes existantes

Dans le chapitre traitant la modélisation des systèmes VSC-HVDC, nous avons pu voir que les convertisseurs apportaient, par leur présence, quatre degrés de liberté (entrées de commande) et que, dans le cas de figure où la source de puissance était une génératrice synchrone, nous avions à notre disposition encore deux degrés de liberté supplémentaires (la tension d'excitation de la génératrice et le couple mécanique). Il convient alors de se demander comment sont généralement utilisées ces entrées de commande, c'est-à-dire quels sont les objectifs de commande et les techniques de synthèse de correcteurs que nous rencontrons dans la littérature.
Du fait qu'il est très difficile de trouver des études où, dans le cadre des systèmes de transport d'énergie continue, la source de puissance est une génératrice synchrone, nous avons décidé de faire un état de l'art des commandes existantes d'une part, pour le problème de la stabilisation des systèmes VSC-HVDC, et d'autre part pour celui des

systèmes de puissance alternatifs.

4.1.1 Outils pour la commande des réseaux électriques

Il existe un nombre croissant de correcteurs dans les réseaux de transport (alternatif ou continu), entre autres pour augmenter la stabilité, les marges de sécurité ou la puissance transitant sur les lignes. Ces correcteurs peuvent être synthétisés en adoptant, soit une approche linéaire, soit une approche non-linéaire. Nous allons maintenant exposer ces deux démarches.

Approche linéaire

Lorsqu'un système est linéaire, nous disposons d'une variété de méthodes systématiques et performantes destinées à la synthèse d'une loi de commande (placement de pôles, commande robuste, ...) ou encore, à une analyse de stabilité (valeurs propres). Les réseaux électriques sont décrits par un ensemble d'équations non-linéaires. Ainsi, les études portant sur leur stabilité ont fait appel à la théorie dite "des petits signaux", c'est-à-dire à l'analyse du comportement dynamique du système étudié, au voisinage d'un point de fonctionnement (qui doit être un point d'équilibre). Quand ce point est choisi, nous pouvons dériver un modèle linéaire qui représente approximativement le comportement du système de départ, à l'intérieur d'un domaine qu'on appelle parfois domaine de linéarité. Nous pouvons, entre autres, utiliser le modèle linéaire pour analyser la stabilité du système non-linéaire ou pour synthétiser une loi de commande (cf figure 4.1), tout en se rappelant que les résultats obtenus ont toujours une validité locale et non pas globale.

Approche non linéaire

Le développement de lois de commande non linéaires constitue un domaine de recherche relativement nouveau dans le domaine de la stabilisation des réseaux électriques.

La commande linéaire est un sujet "mûr" avec beaucoup d'exemples d'application industrielles réussies. Il est donc normal de se demander pourquoi tant de chercheurs et de concepteurs dans les secteurs tels que l'avionique et le spatial, la robotique, le génie des procédés et le génie biomédical, montrent un intérêt important pour l'élaboration et les applications des méthodologies de commande non linéaire.

Les méthodes de commande linéaire se fondent sur l'hypothèse de validité d'un modèle linéaire sur une plage de fonctionnement suffisamment large. Quand cette hypothèse

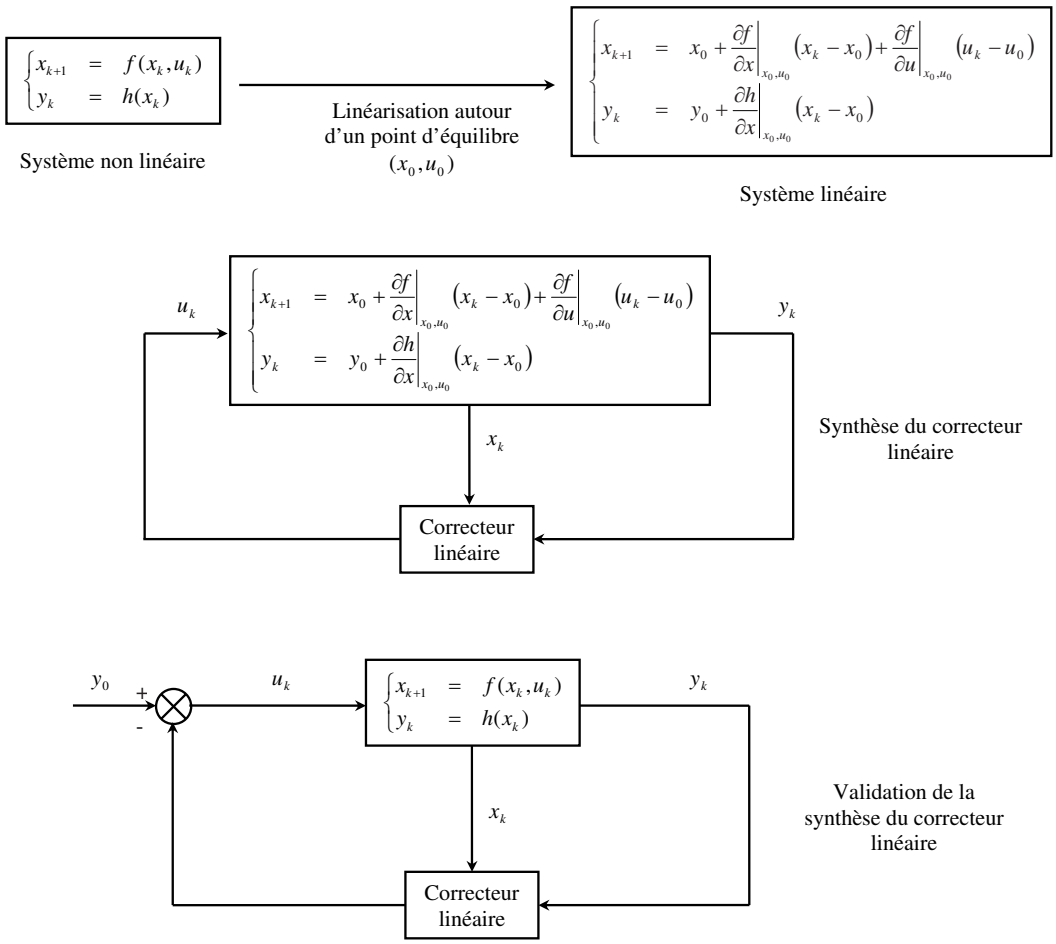


FIG. 4.1 – Synthèse d'un correcteur linéaire à partir d'un système non-linéaire - Cas discret

n'est pas satisfaite, un contrôleur linéaire est susceptible de fonctionner très mal et d'être instable, parce que des non-linéarités du système peuvent ne pas être correctement compensées, même dans le cadre d'une approche de type commande robuste qui a ses limites. Les contrôleurs non linéaires, en revanche, peuvent prendre en compte les non-linéarités du système si elles sont connues et conduire à des lois de commande dont la performance et la robustesse sont peu sensibles voire indépendantes du point de fonctionnement considéré.

Une autre hypothèse de la commande linéaire est que le modèle du système est linéarisable. Cependant, dans des systèmes de commande, il y a beaucoup de non-linéarités dont la nature discontinue ne permet pas l'approximation linéaire. Celles-ci appelées "non-linéarités dures" incluent le frottement de Coulomb, la saturation, les zones-mortes (dead zone), le jeu de denture (backslash), ou encore l'hystérisis. Leurs effets ne peuvent

pas toujours être traités avec des méthodes linéaires, et des techniques d'analyse non linéaires doivent souvent être développées pour assurer la performance du système en présence de ces non-linéarités.
Les lois de commande non linéaires peuvent être plus simples et plus intuitives que leurs contre-parties linéaires. Ce résultat paradoxal a priori vient du fait que des synthèses de correcteurs non linéaires sont souvent profondément enracinées dans la physique du système.

Néanmoins, à la différence notable du cas linéaire, il n'existe pas de méthodes vraiment systématiques pour synthétiser des correcteurs non linéaires. Chaque système demande le recours à des simplifications qui lui sont spécifiques. Notons également que les méthodes de synthèse de correcteurs non linéaires appliquées aux réseaux électriques sont rares.

Schématiquement, trois familles de méthodes de synthèse non linéaire sont appliquées aux réseaux :

- Les techniques de *linéarisation exacte* [38] qui sont basées sur la géométrie différentielle et dans lesquelles on cherche à éliminer les non-linéarités du système en les compensant à travers l'entrée de commande tout en assurant la stabilité en boucle fermée. Ainsi, la commande peut supprimer la dynamique non linéaire du système, de sorte que le système en boucle fermée se comporte comme un système linéaire équivalent stable. Nous pouvons distinguer deux approches : **la linéarisation entrée-état (DFL)** et **la linéarisation entrée-sortie**. L'idée centrale de la linéarisation entrée-état est de transformer, par des manipulations algébro-différentielles, la dynamique non linéaire d'un système en une dynamique linéaire, afin que l'équation d'état soit **entièrement** linéarisée. Cette linéarisation diffère de la linéarisation locale, c'est-à-dire par développement de Taylor au premier ordre, car elle est réalisée en utilisant des changements de coordonnées et la commande, plutôt que par des approximations linéaires de la dynamique.
  La linéarisation entrée-sortie consiste à rechercher une relation différentielle linéaire entre une sortie et une nouvelle entrée. Une loi de bouclage d'état non linéaire assure ici que le système ait au moins localement un comportement d'entrée-sortie linéaire. Dans cette approche, l'équation d'état est **partiellement** linéarisée, par conséquent il reste des dynamiques inobservables non linéaires ("dynamique des zéros"), dont la stabilité est à étudier.
  La limite principale des techniques de linéarisation est leur impossibilité de garantir la compensation exacte des non-linéarités du système en présence d'incertitudes paramètriques.
- Les techniques par *fonction de Lyapunov* qui consistent à rechercher conjointement une fonction de Lyapunov candidate et une loi de commande permettant de garan-

tir la stabilité asymptotique en boucle fermée. La variante la plus utilisée de cette approche est la méthode de **backstepping** [42]. Avec cette méthodologie de synthèse récursive, la construction de la loi de commande de type retour d'état et de la fonction de Lyapunov associée se fait de façon systématique et en même temps. Elle transforme un problème de conception de la commande d'un système complet en une séquence de problèmes de conception pour des systèmes d'ordre inférieur (la plupart du temps scalaire). En exploitant la simplicité et la flexibilité apportées par les systèmes scalaires, le backstepping peut souvent résoudre les problèmes de stabilisation, de poursuite, et les problèmes de commande robuste dans des conditions moins restrictives que celles d'autres méthodes. Ainsi, alors que la méthode de linéarisation entrée-sortie exige des modèles bien connus et compense systématiquement les non-linéarités même si elles sont utiles, la méthode de backstepping offre un choix d'outils de synthèse permettant de s'accommoder d'incertitudes et peut éviter des éliminations de non-linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande.
Une restriction de cette approche est cependant qu'elle ne s'applique qu'aux systèmes sous forme "strict feedback".

– Les techniques basées sur la synthèse de commande à structure variable. La commande par **modes glissants** est une approche qui permet de garantir la robustesse face à des incertitudes paramètriques et des perturbations externes [85]. Un contrôleur à commutation haute fréquence force la trajectoire du système en boucle fermée à rester sur une variété dite surface de glissement. Le principal inconvenient de cette approche est lié à l'hypothèse de pouvoir commuter (infiniment) rapidement l'entrée, ce qui pose des problèmes pratiques pour les systèmes dont la bande passante est toujours limitée et qui induit des phénomènes de "chattering" capable d'exciter des modes à haute fréquence.

4.1.2 Objectifs de commande dans une transmission VSC-HVDC

Les systèmes de transport d'énergie continue, qui utilisent des convertisseurs VSC, sont très contrôlables. En effet, la présence de ces convertisseurs offre des degrés de liberté supplémentaires et autorise donc de nouveaux comportements. Dans ce paragraphe, nous allons dans un premier temps énoncer les principaux objectifs de commande qui sont associés à ces systèmes, tout en essayant d'expliquer au mieux leur intérêt pour la transmission de puissance. Nous donnerons ensuite un tableau récapitulatif de quelques études où les commandes sont conçues à partir d'approches linéaires et non linéaires.

Dans une transmission de puissance VSC-HVDC (cf figure 4.2), il est essentiel que la commande permette la stabilisation du transfert de puissance. Celle-ci doit se

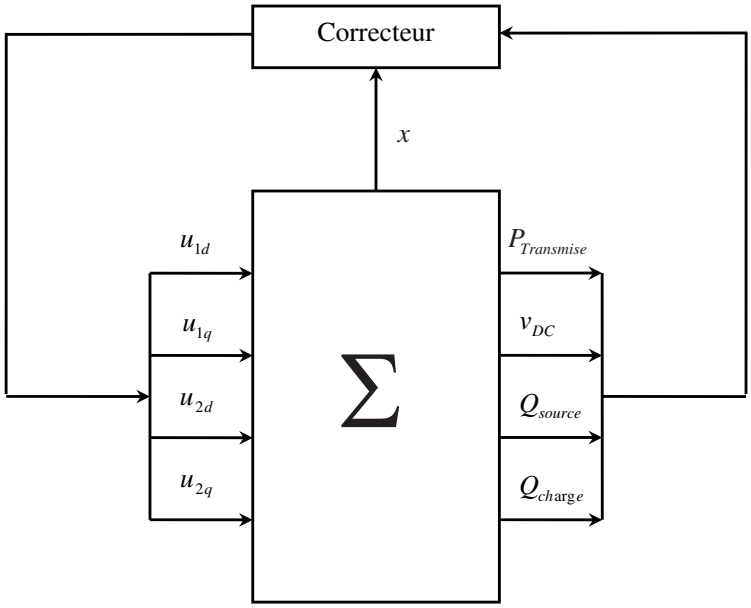


FIG. 4.2 – Objectifs de commande dans une transmission VSC-HVDC

faire en limitant au mieux les oscillations engendrées par un changement de point de référence. Nous rappelons que toute oscillation de la puissance active transitant n'est pas souhaitable car elle peut entraîner une dégradation des équipements.

Le deuxième objectif, qui doit être pris en compte dans la synthèse de la commande, est la régulation de la tension du bus continu. En effet, les équipements d'un système de puissance sont conçus pour opérer à une certaine tension nominale. Un fonctionnement prolongé en dehors des tensions admissibles, peut affecter leur performance et causer leur dégradation. C'est notamment le cas pour les interrupteurs des convertisseurs. Pour résoudre ce problème, il est possible d'augmenter la taille des condensateurs de lissage. Malgré tout, en plus d'être coûteuse, cette solution n'est pas satisfaisante : plus la taille des condensateurs est importante, plus l'énergie qu'ils stockent est grande. Les risques pour l'installation sont donc accrus.

Finalement, le dernier objectif de commande qui est formulé dans la littérature, est le maintien de facteurs de puissance demandés en certains points de l'installation. Dans la majorité des études, cela est réalisé par la régulation des puissances réactives de la source et de la charge. En ces deux points, les facteurs de puissance doivent être les plus élevés possible (idéalement unitaires). Plusieurs raisons peuvent expliquer ce choix. En agissant ainsi, nous minimisons tout d'abord les pertes de l'installation. En effet, la puissance "effective" reçue par une charge ou délivrée par une source correspond à la puissance active ($VI\cos\phi$). Pour une même valeur de puissance transmise, la

diminution de la puissance réactive (la diminution de ϕ) permet de diminuer le courant nominal et de ce fait, les pertes induites par les résistances (RI^2). Par le même biais, nous diminuons aussi d'une part les chutes de tensions, lorsque la puissance transmise augmente, et d'autre part la "charge" sur les interrupteurs. Enfin, si nous arrivons à contrôler la puissance réactive par l'intermédiaire de la commande, nous diminuons le coût de l'installation : les dispositifs VAR connectés au coté AC des convertisseurs, et qui ont habituellement cette fonction, n'ont plus d'utilité.

Le tableau ci-dessous nous donne un panel non exhaustif d'études portant sur la commande des systèmes de transport d'énergie continu intégrant des convertisseurs VSC.

	Quelques références
Commandes linéaires	[56, 25, 31, 24, 90]
Commandes basées sur la linéarisation	[84]
Commandes basées sur les fonctions de Lyapunov	[12, 13]
Commandes par modes glissants	[14]

Il est important de préciser que dans les études [12, 13], la technique dite de backstepping est utilisée uniquement pour la régulation de la tension du bus continu. En effet, seul le modèle (continu) de la ligne de transmission a la forme "strict feedback", qui est nécessaire à son application. Notons que cette forme disparaît lorsque nous discrétisons le modèle de la ligne.

4.1.3 Objectifs de commande dans une transmission AC

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les objectifs de commande couramment rencontrés dans une transmission de puissance AC. Nous décrirons aussi deux correcteurs linéaires considérés comme des références pour la stabilisation de ces systèmes.

Les problèmes associés à la commande des systèmes de puissance, et ce dans le cadre d'une transmission AC, peuvent être classifiés en deux catégories (cf figure 4.3) :

- **La stabilité**. Cela consiste à maintenir le synchronisme d'une génératrice et limiter les oscillations des réseaux électriques suite à une perturbation sévère modélisée, dans la majorité des études, par un court-circuit triphasé se produisant sur une des lignes de transmission.
- **La régulation de la norme de la tension terminale de la génératrice**. Les raisons qui contribuent à ce choix, sont identiques à celles exposées dans le paragraphe précédent (cf régulation de la tension du bus continu).

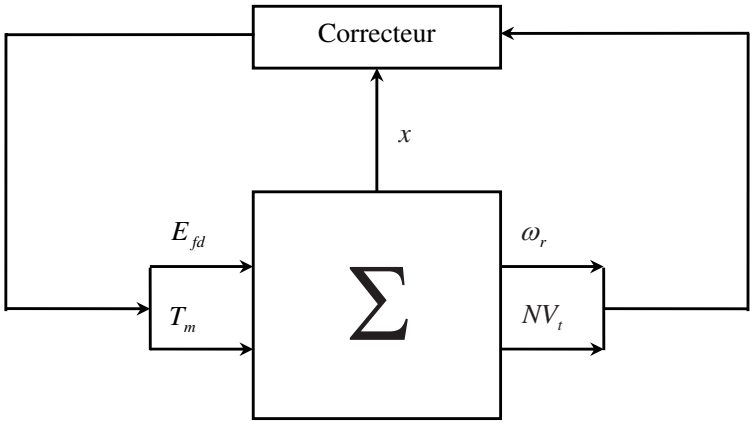


FIG. 4.3 – Objectifs de commande dans une transmission AC

Nous allons maintenant présenter les principaux correcteurs utilisés pour répondre à ces objectifs.

Les régulateurs de tension

Pour limiter les oscillations des réseaux électriques, les alternateurs ont tout d'abord été équipés d'enroulements amortisseurs. Cependant, cette solution s'avère insuffisante quand les réseaux s'approchent de leur limite de stabilité. Les régulateurs de tension (ou AVR : Automatic Voltage Regulator) ont alors été introduits. Ces correcteurs linéaires contribuent à l'amélioration de la performance en régime permanent, mais ils montrent leur carence pour les problèmes relevant de la stabilité transitoire [35, 65]. En effet, le couple ajouté par les AVR sur les arbres de la machine n'est pas suffisant pour agir contre les oscillations dans le réseau. Aussi, l'interconnexion de réseaux de plus en plus grands a montré que les forts transits de puissance sur ces interconnexions (sur les lignes à très haute tension) aggravaient les phénomènes d'instabilité.

Les régulateurs de puissance

Pour faire face aux problèmes d'oscillations et d'instabilité, des boucles de régulation (correcteur) supplémentaires, appelés "PSS " (Power System Stabilizer) ont été combinées aux régulateurs de tension AVR [47]. Ces correcteurs linéaires sont destinés à fournir un couple agissant contre les modes oscillatoires qui se manifestent sur les arbres des machines. Les grandeurs des machines les plus sensibles aux oscillations sont souvent incorporées dans cette boucle comme signal d'entrée (par exemple la vitesse angulaire, la puissance électrique ou la fréquence). Un PSS dit "classique" comporte typiquement

deux filtres, un passe-haut et un passe-bas, un gain et une compensation de phase. Les filtres passe-haut et passe-bas sont conçus afin de limiter l'action du correcteur dans une bande de fréquence souhaitée. La compensation de phase, faite par une fonction avance retard de phase, est conçue pour déplacer le mode d'oscillation instable vers la partie gauche du plan complexe et donc vers la stabilité.
Nous montrons la combinaison des correcteurs PSS et AVR dans la figure 4.4.

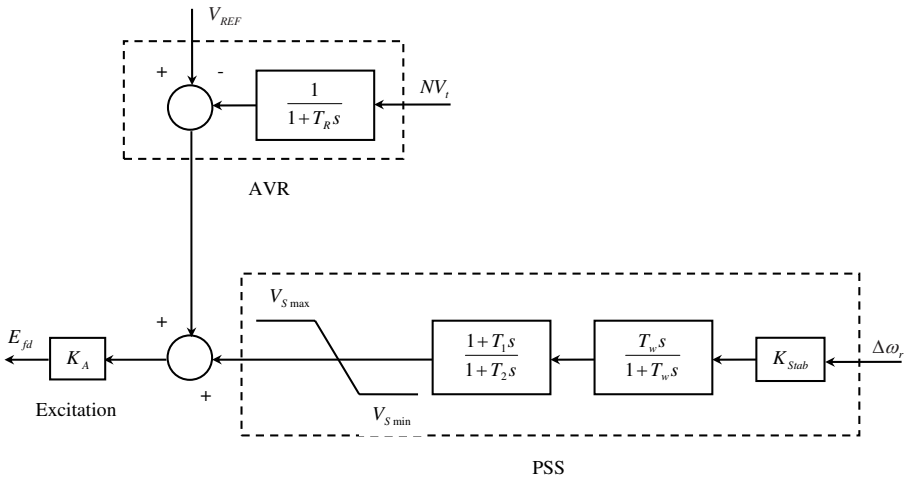


FIG. 4.4 – Régulateur PSS + AVR

Traditionnellement, les systèmes de puissance sont conçus pour opérer dans des régions où leur comportement est quasi-linéaire. Dans ce cas, les modèles linéarisés autour d'un point d'équilibre sont adéquats pour l'étude de la stabilité et la conception d'une loi de commande. Ainsi, des contrôleurs linéaires tels que les PSS ou les AVR, qui sont basés sur des algorithmes de contrôle classiques, peuvent être suffisants pour permettre l'amortissement nécessaire au système et assurer la stabilité asymptotique du point d'équilibre pour de faibles perturbations [1]. Néanmoins, pour des défauts plus importants, le point d'opération du système peut varier considérablement ; les non-linéarités ont alors des effets significatifs et des correcteurs linéaires ne peuvent plus être utilisés. Ainsi, le besoin de considérer des correcteurs non-linéaires devient crucial. Le tableau suivant nous donne quelques références sur ce sujet.

	Quelques références
Commandes basées sur la linéarisation	[64, 30, 86, 39, 1]
Commandes basées sur les fonctions de Lyapunov	[75, 60, 88]
Commandes par modes glissants	[18, 17]

4.2 Formulation des problèmes étudiés

Dans le cadre d'une étude portant sur le transport d'énergie entre une source de puissance et une charge, il est préalablement nécessaire de définir qui, de ces deux éléments, impose la puissance active transmise. En effet, ce choix peut nous conduire à formuler deux types de problème : soit nous considérons que la charge émet la volonté d'avoir une certaine puissance et dans ce cas, la source doit s'adapter à cette demande (en sous- entendant qu'elle le peut) ; soit nous faisons l'hypothèse que la source impose la puissance qui est transmise entre elle et la charge. Cette dernière étude caractérise, par exemple, le cas de figure où la source de puissance est un champ éolien.

Dans notre exposé, nous avons choisi de privilégier l'approche où la charge impose la puissance qui est transmise, et ce pour montrer de quelle manière les convertisseurs aident la source, dans la stabilisation de la puissance qu'elle délivre. Toutefois, nous pourrons voir dans le chapitre traitant l'observation des systèmes VSC-HVDC (chapitre 5) que nous traiterons aussi, à travers une configuration multiterminale, le cas de figure où une source fournit la puissance qu'elle peut, indépendamment de celle demandée par la charge, et qu'elle fait appel à une autre source pour délivrer le reste.
Ainsi, puisque la charge impose la puissance active, nous allons considérer que les entrées de commande de l'onduleur sont dédiées d'une part à la régulation de cette puissance et d'autre part à celle de la puissance réactive de la charge.
Les rôles des entrées de commande de l'onduleur ayant été définis, nous devons maintenant nous intéresser à ceux des entrées de commande du redresseur. A travers l'étude bibliographique que nous avons menée, nous avons pu voir que la régulation de la tension du bus continu était un objectif de commande fondamental dans une transmission de puissance incluant des convertisseurs VSC. En effet, une "bonne" régulation de la tension du bus continu permet de limiter ses oscillations et par conséquent, de réduire la "taille" des condensateurs de lissage (ainsi que leurs coûts). Partant de ce principe, nous pouvons alors nous poser la question suivante : les entrées du redresseur vont elles être utilisées pour assurer la régulation de la tension v_{C1} ou celle de la tension v_{C2} (chacune d'elle correspondant à une tension continue) ? Il est assez facile de comprendre que plus la ligne de transmission est de longueur importante, moins une modification des entrées du redresseur aura une influence directe sur la tension v_{C2}, et ce à cause des retards induits par la ligne. De ce fait, pour des transmissions longues distances, on ne peut pas contrôler la tension v_{C2} par l'intermédiaire des entrées du redresseur. Par conséquent, une des entrées du redresseur sera dédiée à la régulation de la tension v_{C1}. L'entrée restante sera, quant à elle, utilisée pour assurer la régulation de la puissance réactive de la source.
Nous pouvons noter que d'une manière plus générale, l'argumentation qui vient d'être développée, explique la raison pour laquelle les entrées du système ne peuvent agir que

sur des sorties qui sont situées géographiquement au même "endroit" qu'elles, la ligne de transmission marquant ainsi une sorte de frontière.
En s'intéressant, à présent, au cas de figure où la source de puissance est une génératrice synchrone, il nous reste à définir les rôles de la tension d'excitation et du couple mécanique. L'étude bibliographique portant sur la stabilisation des systèmes de puissance AC nous a montré que, d'une manière générale, les entrées de commande de la génératrice sont dédiées à la régulation de la vitesse angulaire, et à celle de la norme de la tension terminale. Il en sera donc de même dans notre exposé. Notons que nous ne traiterons pas le cas d'étude où les lignes de transmissions AC sont soumises à des défauts de type court-circuit triphasé. Nous allons uniquement considérer que du point de vue de la génératrice, la perturbation correspond à la modification de la puissance souhaitée par la charge.
La figure 4.5 récapitule la formulation générale des objectifs de commande en faisant apparaître les sorties à réguler et les variables d'action, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone.

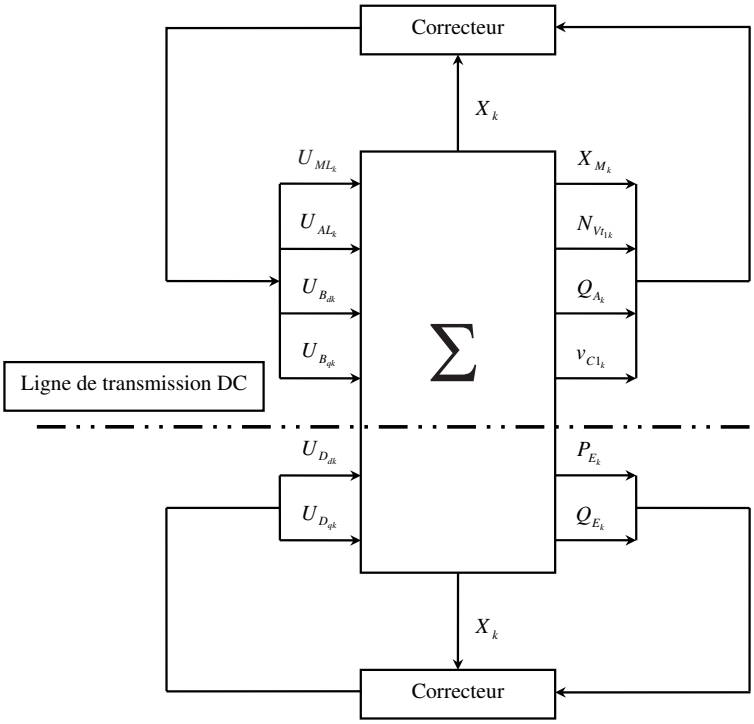


Fig. 4.5 – Formulation du problème de commande

Pour atteindre nos objectifs de commande, nous avons fait le choix de synthétiser des lois de commande non linéaires en appliquant le principe de Linéarisation Entrée-Sortie. Dans notre cas d'étude, nous pourrons voir que l'approche est très intuitive et assez

simple à mettre en oeuvre. Rappelons aussi que la forme générale du modèle du système ne se prête pas à une technique de backstepping.
Au moyen de la linéarisation entrée-sortie, la dynamique d'un système non linéaire est composée d'une partie externe (entrée-sortie) et d'une partie interne (inobservable). Puisque la partie externe se compose d'une forme canonique de commandabilité, il est facile de concevoir une entrée telle que la sortie soit celle souhaitée. Cependant, il faut aussi se préoccuper de la dynamique interne qui peut ne pas être stable et ainsi générer un système global instable.

Dans un système comportant des convertisseurs électroniques de puissance, on trouve plusieurs échelles de temps, les unes associées aux convertisseurs, les autres associées au générateur et au récepteur qu'ils relient. Cette différence débouche sur la conception des commandes [49].
On trouve deux échelles de temps liées aux convertisseurs. La première correspond au temps de passage des interrupteurs de l'état fermé à l'état ouvert ou au passage inverse. Cette échelle de temps a été négligée dans notre étude (nous avons fait l'hypothèse que les commutations étaient instantanées). La deuxième échelle de temps associée au convertisseur est celle qui est liée à la durée des cycles ouverture et fermeture des interrupteurs.
Par comparaison à la période de ces cycles, la vitesse d'évolution des variables qui décrivent l'état du générateur et du récepteur permet de classer ces variables en deux catégories : les variables rapides et les variables lentes. Les variables rapides sont celles qui peuvent subir des variations significatives à l'échelle de temps associée aux cycles ouverture-fermeture des interrupteurs alors que les variables lentes sont celles dont les variations sont négligeables. La classification en variables rapides et lentes peut être inhérente à la nature même du générateur ou du récepteur. C'est le cas, par exemple, si le générateur ou le récepteur est une machine électrique : les variables électriques (courant dans les enroulements, tensions à leurs bornes) peuvent être des variables rapides, tandis que la vitesse est normalement une variable lente. Cette classification revêt une importance dans le réglage des lois de commande. Si le réglage concerne des variables rapides, la régulation ne pose pas de problème. En effet, les variables lentes (v_{C1}, X_M, ...) de par leur nature même, ne peuvent réagir de manière brusque aux variations des conditions de fonctionnement des convertisseurs imposées par les régulateurs. Si le réglage concerne des variables lentes, il faut que la bande passante du régulateur soit adaptée à la vitesse d'évolution des grandeurs qu'on veut régler. Il faut en effet éviter que les variations des conditions de fonctionnement du convertisseur n'entraînent des variations brutales des variables rapides. Nous porterons un intérêt à ce problème dans la suite du mémoire.

Afin d'achever la formulation générale des problèmes étudiés, il convient de préciser que

dans ce chapitre nous allons faire l'hypothèse que l'état du système est connu à tout instant et que le calcul des entrées de commande est instantané. Nous supprimerons ces deux hypothèses dans le chapitre suivant.

4.3 Commande en supposant l'état du système connu

Dans cette partie, nous allons synthétiser les lois de commande qui permettent la régulation des puissances réactives de la charge et de la source, celle de la puissance active de la charge, celle de la tension du condensateur 1 ainsi que celles de la vitesse angulaire du rotor et de la norme de la tension terminale lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone. Nous allons voir que le système à contrôler est "carré", c'est-à-dire que la somme des degrés relatifs est égale à la somme des degrés de liberté introduits par les entrées de commande, et que ces entrées doivent satisfaire un certain nombre d'équations non-linéaires pour assurer les objectifs de commande qui ont été préalablement établis.

4.3.1 Stabilité des sorties à réguler

A travers la présentation de nos objectifs de commande, nous avons vu que les lois de commande étaient synthétisées en utilisant la méthode de linéarisation entrée-sortie et qu'il était par conséquent primordial d'analyser la dynamique interne du système (dynamique des états rendus inobservables par la linéarisation), et ce afin de garantir la stabilité du système en boucle fermée.
Pour ce faire, nous allons nous placer dans le cas de figure où le système de puissance est monophasé et décrit par un modèle en temps continu. Ces hypothèses ont uniquement pour objectif de simplifier l'étude, et les résultats que nous obtiendrons seront aussi valables pour des systèmes triphasés décrits par des modèles discrets.

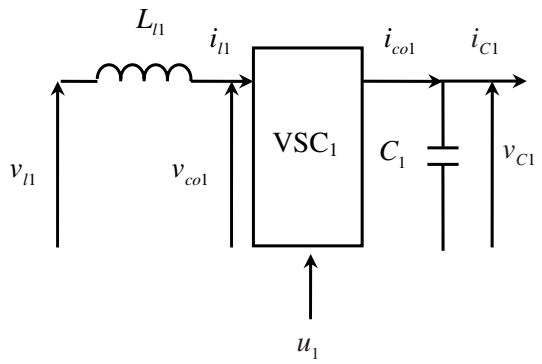


FIG. 4.6 – Etude d'un redresseur monophasé

Considérons un système monophasé constitué d'une source de tension constante v_{l1}, d'une inductance L_{l1}, d'un convertisseur VSC_1 et d'un condensateur de lissage C_1 (cf figure 4.6).
Désignons par i_{l1}, le courant sortant de la source de tension, par v_{co_1}, la tension du redresseur, par i_{co_1}, le courant sortant du celui-ci et par v_{C1}, la tension du condensateur C_1.
A partir du modèle du convertisseur et en appliquant les lois de Kirchhoff, nous avons :

$$\frac{di_{l1}}{dt} = \frac{1}{L_{l1}}\left(v_{l1} - v_{co_1}\right) \tag{4.3.1}$$

$$i_{co_1} = i_{l1}u_1 \tag{4.3.2}$$

$$v_{co_1} = v_{C1}u_1 \tag{4.3.3}$$

Où u_1 est l'entrée du convertisseur.

Nous allons considérer pour la suite de l'étude que la tension v_{C1} est constante au cours du temps, et a pour valeur v_{C1_0}. Cette hypothèse se justifie par le fait que, théoriquement, la présence du condensateur C_1 inhibe les variations trop importantes de cette tension.

Supposons, à présent, que l'objectif de la commande est de permettre une poursuite exacte des variations du courant i_{co_1}, c'est-à-dire que nous voulons déterminer u_1 tel que $i_{co_1} = i_{co_{1r}}$, à chaque instant. L'équation (4.3.2) nous permet d'écrire :

$$u_1 = \frac{i_{co_{1r}}}{i_{l1}} \tag{4.3.4}$$

Puisque la sortie i_{l1} n'est pas contrôlée, nous allons étudier la dynamique interne qui lui est associée. A partir des équations (4.3.1), (4.3.3) et (4.3.4), nous avons :

$$\frac{di_{l1}}{dt} = \frac{1}{L_{l1}}\left(v_{l1} - v_{C1}\frac{i_{co_{1r}}}{i_{l1}}\right) \tag{4.3.5}$$

Nous pouvons constater que la dynamique interne est définie par une relation non-linéaire. Une manière de l'étudier peut donc consister à définir ses points d'équilibre et faire une analyse locale de sa stabilité. Nous allons maintenant développer cette démarche.
Désignons par i_{l1_0}, les points d'équilibre de la dynamique interne. Ils vérifient la relation $\frac{di_{l1}}{dt} = 0$ et sont ainsi définis par :

$$i_{l1_0} = \frac{v_{C1_0}i_{co_{1r}}}{v_{l1}} \tag{4.3.6}$$

En linéarisant l'équation (4.3.5) autour de i_{l1_0}, nous avons :

$$\frac{d\widetilde{i}_{l1}}{dt} = \frac{1}{L_{l1}} \frac{v_{C1_0} i_{co_{1r}}}{i_{l1_0}^2} \widetilde{i}_{l1} \tag{4.3.7}$$

Où :

$$\widetilde{i}_{l1} = i_{l1} - i_{l1_0} \tag{4.3.8}$$

Dans l'équation (4.3.7), il est facile de voir que la stabilité de la dynamique interne va dépendre du signe des paramètres $i_{co_{1r}}$ et v_{C1_0}. Les différents cas de figure peuvent être résumés dans le tableau suivant :

	$i_{co_{1r}} < 0$	$i_{co_{1r}} > 0$
$v_{C1_0} < 0$	instable	stable
$v_{C1_0} > 0$	stable	instable

Nous pouvons donc conclure que pour un transfert de puissance de la source vers la charge ($v_{C1_0} \times i_{co_{1r}} > 0$), une poursuite exacte du courant du redresseur va conduire à un système instable. Inversement, lorsque le convertisseur est en fonctionnement onduleur ($v_{C1_0} \times i_{co_{1r}} < 0$), le système est stable.
Ces résultats, établis pour un système monophasé, peuvent être étendus pour un système triphasé. Ils nous serviront dans la synthèse des lois de commande.

4.3.2 Régulation de la tension du condensateur

Dans cette partie, nous allons étudier la régulation de la tension du condensateur 1 (v_{C1}). Nous allons voir qu'une régulation "directe" de cette sortie conduit à un système instable et nous allons, par conséquent, proposer une méthode permettant à la fois de résoudre ce problème de stabilité, et d'atteindre notre objectif de commande.

Nous avons vu dans le chapitre traitant la modélisation des systèmes VSC-HVDC, que le quadripôle C, représentant la ligne de transmission et les condensateurs de lissage, avait un modèle discret qui pouvait s'exprimer sous la forme :

$$X_{C_{k+1}} = A_C X_{C_k} + B_{CL_b} U_{CL_{bk}} + B_{CL_e} U_{CL_{ek}} + B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \tag{4.3.9}$$

Avec :

$$X_C = \begin{bmatrix} v_{C1} & X_{TL}^T & v_{C2} \end{bmatrix}^T$$

Et :

$$\begin{aligned} U_{CL_{bk}} &= Y_{AR_k}^T U_{B_k} & U_{CR_{bk}} &= Y_{EL_k}^T U_{D_k} \\ U_{CL_{ek}} &= Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k} & U_{CR_{ek}} &= Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k} \end{aligned} \tag{4.3.10}$$

Soit la matrice C_{C1} définie par la relation :

$$v_{C1_k} = C_{C1} X_{C_k} \tag{4.3.11}$$

A partir des équations (4.3.9), (4.3.10) et (4.3.11), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} v_{C1_{k+1}} &= C_{C1} X_{C_{k+1}} \\ &= C_{C1} A_C X_{C_k} + C_{C1} B_{CL_b} U_{CL_{bk}} + C_{C1} B_{CL_e} U_{CL_{ek}} ... \\ &\quad ... + C_{C1} B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + C_{C1} B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \qquad (4.3.12) \\ &= C_{C1} A_C X_{C_k} + C_{C1} B_{CL_b} Y_{AR_k}^T U_{B_k} + C_{C1} B_{CL_e} Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k} \\ &\quad ... + C_{C1} B_{CR_b} Y_{EL_k}^T U_{D_k} + C_{C1} B_{CR_e} Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k} \qquad (4.3.13) \end{aligned}$$

Dans l'équation (4.3.13), nous pouvons constater que les matrices $C_{C1} B_{CL_b}$, $C_{C1} B_{CL_e}$, $C_{C1} B_{CR_b}$ et $C_{C1} B_{CR_e}$ ne sont pas toutes nulles, par conséquent nous pouvons dire que le degré relatif de la tension v_{C1} par rapport aux entrées du système vaut 1.

Désignons par $v_{C1_{wk+1}}$, la trajectoire de la tension v_{C1} que nous souhaitons avoir à l'instant k+1.
A ce stade, l'objectif est de trouver les entrées du système pour que la relation suivante soit vérifiée :

$$\begin{aligned} v_{C1_{wk+1}} &= C_{C1} A_C X_{C_k} + C_{C1} B_{CL_b} Y_{AR_k}^T U_{B_k} + C_{C1} B_{CL_e} Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k} \\ &\quad ... + C_{C1} B_{CR_b} Y_{EL_k}^T U_{D_k} + C_{C1} B_{CR_e} Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k} \end{aligned} \tag{4.3.14}$$

En revenant à l'étude portant sur la stabilité des convertisseurs (sous-section 4.3.1), nous avons démontré que, pour un transfert de puissance allant de la source vers la charge, une poursuite exacte du courant du redresseur (U_{CL}) entraînait une instabilité du système (la dynamique interne est instable). Par conséquent, quel que soit le comportement souhaité pour la sortie v_{C1}, la résolution de l'équation (4.3.14) conduit à un système instable (cela revient à poursuivre exactement les courants $U_{CL_{bk}}$ et $U_{CL_{ek}}$).

Afin d'éviter cela, une solution consiste à redéfinir notre problème initial (régulation de la tension v_{C1}) par le problème de poursuite de la trajectoire d'une sortie modifiée, pour laquelle la dynamique interne est stable, et en régime permanent nous retrouvons la valeur initialement souhaitée.

Partant de ce principe, nous devons définir la sortie modifiée.
Sachant que la tension v_{C1} s'exprime par une relation linéaire avec les courants du redresseur en début et en fin de période d'échantillonnage (équation 4.3.12) et que le problème d'instabilité résulte de la poursuite de ces courants, nous définissons la sortie modifiée en faisant apparaître une trajectoire souhaitée sur le courant $U_{CL_{ek}}$. Cette trajectoire est quant à elle définie en faisant l'hypothèse qu'à l'instant k+1, la sortie $v_{C1_{k+1}}$ est confondue avec sa trajectoire de référence $v_{C1w_{k+1}}$.

Désignons par $U_{CL_{ewk}}$, le courant du redresseur désiré à l'instant k.
D'après l'équation (4.3.12), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} v_{C1_{wk+1}} &= C_{C1}A_C X_{C_k} + C_{C1}B_{CL_b}U_{CL_{bk}} + C_{C1}B_{CL_e}U_{CL_{ewk}} \cdots \\ &\quad \cdots + C_{C1}B_{CR_b}U_{CR_{bk}} + C_{C1}B_{CR_e}U_{CR_{ek}} \end{aligned} \tag{4.3.15}$$

La matrice $C_{C1}B_{CL_e}$ est inversible (car non nulle), donc l'équation (4.3.15) se ré-écrit :

$$\begin{aligned} U_{CL_{ewk}} = (C_{C1}B_{CL_e})^{-1} \quad & \left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1}A_C X_{C_k} - C_{C1}B_{CL_b}U_{CL_{bk}} \cdots \right. \\ & \left. \cdots - C_{C1}B_{CR_b}U_{CR_{bk}} - C_{C1}B_{CR_e}U_{CR_{ek}}\right] \end{aligned} \tag{4.3.16}$$

Il reste maintenant à donner une relation qui représente la poursuite de cette nouvelle référence. Celle-ci est (cf figure 4.7) :

$$U_{CL_{ek}} - U_{CL_{bk}} = b_{AR}\left(U_{CL_{ewk}} - U_{CL_{bk}}\right) \tag{4.3.17}$$

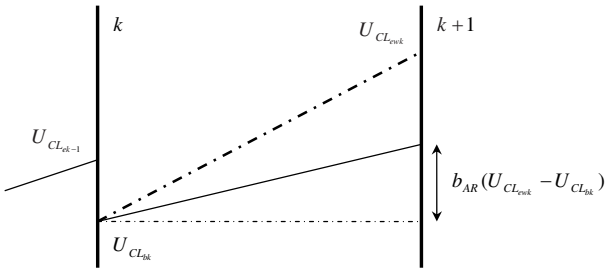


FIG. 4.7 – Poursuite du courant $U_{CL_{ew}}$

Finalement, pour assurer la régulation de la tension du condensateur 1, nous devons trouver les entrées du système qui satisfont les équations :

$$\begin{cases} U_{CL_{ewk}} = (C_{C1}B_{CL_e})^{-1}\left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1}A_C X_{C_k} - C_{C1}B_{CL_b}U_{CL_{bk}} \cdots \right. \\ \qquad \left. \cdots - C_{C1}B_{CR_b}U_{CR_{bk}} - C_{C1}B_{CR_e}U_{CR_{ek}}\right] \\ U_{CL_{ek}} = U_{CL_{bk}} + b_{AR}\left(U_{CL_{ewk}} - U_{CL_{bk}}\right) \end{cases} \tag{4.3.18}$$

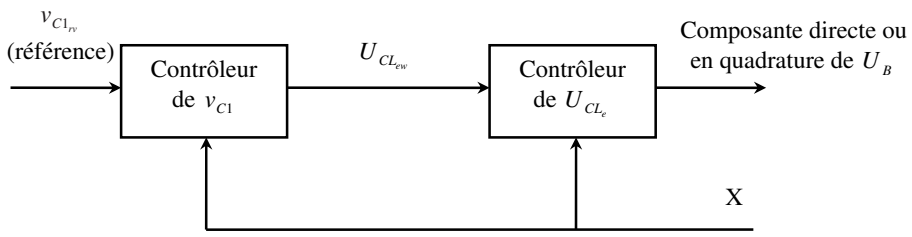


FIG. 4.8 – Schématisation du contrôleur de la tension v_{C1}

La structure du contrôleur de la tension v_{C1} peut être résumée par la figure 4.8. Nous pouvons constater que pour le réglage de la tension v_{C1} (variable lente), nous avons utilisé une régulation à l'aide d'une boucle en cascade, celle-ci permettant d'assurer le contrôle de l'évolution de la variable rapide U_{CL_e}. Ainsi, nous avons tenu compte du fait qu'il faut éviter que les variations des conditions de fonctionnement du convertisseur n'entraînent des variations brutales des variables rapides (cf paragraphe 4.2).

A titre de remarque, nous pouvons noter que l'étude, qui vient d'être présentée, reste valable si nous considérons que le problème associé à la régulation de la tension v_{C1} est la poursuite de la trajectoire du courant U_{CL_b} (aux modifications d'indices près).

4.3.3 Régulation des puissances de la charge

Dans la formulation de nos objectifs de commande, nous avons vu que notre étude était basée sur l'hypothèse que la charge imposait la puissance active qui transitait entre la source et elle-même et nous avons considéré que les entrées de commande de l'onduleur étaient dédiées, d'une part à la régulation de cette puissance, et d'autre part à celle de la puissance réactive.
Nous allons donc étudier les conditions à vérifier pour assurer ces deux régulations.

La puissance active, P_E, du bus infini est définie à l'instant k+1 par la relation :

$$P_{E_{k+1}} = U^T_{ER_{k+1}} X_{E_{k+1}} \tag{4.3.19}$$

Dans l'équation (4.3.19), nous rappelons que les grandeurs U_{ER} et X_E sont respectivement la tension et le courant du bus infini et sont définies par :

$$X_E = \begin{bmatrix} i_{l_{2d}} & i_{l_{2q}} \end{bmatrix}^T \qquad U_{ER} = \begin{bmatrix} v_{l_{2d}} & v_{l_{2q}} \end{bmatrix}^T \tag{4.3.20}$$

Nous avons vu dans le chapitre traitant la modélisation de la charge que le courant du

bus infini était caractérisé par le modèle discret suivant :

$$X_{E_{k+1}} = A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_b} Y_{CR_k} U_{D_k} + B_{EL_e} Y_{CR_{k+1}} U_{D_k} \tag{4.3.21}$$

Par conséquent, nous pouvons dire que le degré relatif de la puissance active par rapport aux entrées du système vaut 1. En effet, nous pouvons montrer que les matrices $U^T_{ER_{k+1}} B_{EL_b} Y_{CR_k}$ et $U^T_{ER_{k+1}} B_{EL_e} Y_{CR_{k+1}}$ sont non nulles.

De la même manière, la puissance réactive, Q_E, du bus infini est définie à l'instant k+1 par :

$$Q_{E_{k+1}} = \bar{U}_{ER_{k+1}} X_{E_{k+1}} \tag{4.3.22}$$

Où

$$\bar{U}_{ER_{k+1}} = \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} U_{ER_{k+1}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} U_{ER_{k+1}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \right)$$

Il est assez facile de montrer que les matrices $\bar{U}_{ER_{k+1}} B_{EL_b} Y_{CR_k}$ et $\bar{U}_{ER_{k+1}} B_{EL_e} Y_{CR_{k+1}}$ sont de nouveau non nulles et par conséquent, que le degré relatif de la puissance réactive par rapport aux entrées du système vaut 1.

Désignons par $P_{E_{wk+1}}$ et $Q_{E_{wk+1}}$ les trajectoires respectives des puissances actives et réactives que nous souhaitons avoir à l'instant k+1.
Pour assurer la régulation des puissances de la charge, nous devons donc trouver les entrées du système qui satisfont les équations :

$$\begin{cases} P_{Ew_{k+1}} = U^T_{ER_{k+1}} X_{E_{k+1}} \\ Q_{Ew_{k+1}} = \bar{U}_{ER_{k+1}} X_{E_{k+1}} \end{cases} \tag{4.3.23}$$

4.3.4 Régulation de la puissance réactive de la source

A travers cette étude, nous allons voir que la puissance réactive est définie de manière distincte suivant que la source de puissance est un bus infini ou une génératrice synchrone. Par conséquent, il en sera de même du point de vue des conditions à vérifier pour assurer sa régulation.

La source est un bus infini

Lorsque la source de puissance est un bus infini, la puissance réactive Q_A est définie à l'instant k+1 par la relation :

$$Q_{A_{k+1}} = \bar{U}_{AL_{k+1}} X_{A_{k+1}} \tag{4.3.24}$$

Où :

$$\bar{U}_{AL_{k+1}} = \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} U_{AL_{k+1}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} U_{AL_{k+1}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \quad (4.3.25)$$

Dans les équations (4.3.24) et (4.3.25), nous rappelons que les grandeurs U_{AL} et X_A sont respectivement la tension et le courant du bus infini et sont définies par :

$$X_A = \begin{bmatrix} i_{l_{1d}} & i_{l_{1q}} \end{bmatrix}^T \qquad U_{AL} = \begin{bmatrix} v_{l_{1d}} & v_{l_{1q}} \end{bmatrix}^T \quad (4.3.26)$$

Nous avons vu dans le chapitre traitant la modélisation de la source de puissance que le courant du bus infini était caractérisé par le modèle discret suivant :

$$X_{A_{k+1}} = A_A X_{A_k} + B_{AL} U_{AL_k} + B_{ALN} U_{AL_{k+1}} + B_{AR_b} Y_{CL_k} U_{B_k} + B_{AR_e} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} \quad (4.3.27)$$

Il est de nouveau assez facile de montrer que, dans l'équation (4.3.27), les matrices $U^T_{AL_{k+1}} B_{AR_b} Y_{CL_k}$ et $U^T_{AL_{k+1}} B_{AL_e} Y_{CL_{k+1}}$ sont non nulles. Par conséquent, nous pouvons dire que le degré relatif de la puissance réactive par rapport aux entrées du système vaut 1.

Désignons par $Q_{A_{wk+1}}$ la trajectoire de la puissance réactive que nous souhaitons avoir à l'instant k+1.
Pour assurer la régulation de la puissance réactive de la source de puissance (lorsque celle-ci est un bus infini), nous devons donc trouver les entrées du système qui satisfont l'équation :

$$Q_{Aw_{k+1}} = \bar{U}_{AL_{k+1}} X_{A_{k+1}} \quad (4.3.28)$$

La source est une génératrice synchrone

Lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, nous voulons réguler la puissance réactive qui est à la sortie de celle-ci. En reprenant les notations électriques nous pouvons définir cette puissance par la relation :

$$Q_{A_{k+1}} = V_{t1q_{k+1}} i_{1d_{k+1}} - V_{t1d_{k+1}} i_{1q_{k+1}} \quad (4.3.29)$$

Où nous rappelons que les variables V_{t1d} et V_{t1q} sont respectivement les composantes directe et en quadrature de la tension terminale, et que les variables i_{1d} et i_{1q} sont respectivement les composantes directe et en quadrature du courant statorique.
Jusqu'à présent, nous n'avons jamais fait d'hypothèses sur l'évolution, en temps discret, de la tension terminale. Par conséquent nous ne savons pas comment définir les variables $V_{t1d_{k+1}}$ et $V_{t1q_{k+1}}$. Nous allons maintenant nous intéresser à ce problème.

En reprenant l'équation (3.5.6), nous savons que la tension terminale est reliée aux autres grandeurs du système par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_{t1d} \\ V_{t1q} \end{bmatrix} = k_{ac_1}\frac{v_{C1}}{2}\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} + R_e\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \frac{L_e}{\omega_{B1}}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \omega_{r1}L_e\begin{bmatrix} -i_{1q} \\ i_{1d} \end{bmatrix} \tag{4.3.30}$$

Ainsi, la discrétisation de l'équation (4.3.30) nous conduit à faire une hypothèse sur son évolution à l'intérieur de la période d'échantillonnage.
Nous avons précédemment vu que le courant statorique avait une évolution continue au cours du temps. Par conséquent, si nous voulons respecter cette propriété et rester cohérent vis-à-vis de la construction des autres modèles discrets du système, nous allons faire l'hypothèse que la tension terminale a une évolution linéaire sur la période d'échantillonnage (il en sera évidemment de même pour la tension des convertisseurs).

En reprenant maintenant les notations qui ont été introduites dans la section 3.6, nous pouvons écrire :

$$V_{t1_{k+1}} = A_{AN}^{V_{t1}}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + A_A^{V_{t1}}\left(X_{M_k}\right)X_{A_k}^{V_{t1}} + B_A^{V_{t1}}V_{t1_k} + B_{AR_b}^{V_{t1}}Y_{CL_k}U_{B_k} + B_{AR_e}^{V_{t1}}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k} \tag{4.3.31}$$

Où :

$$X_{A_k}^{V_{t1}} = \begin{bmatrix} i_{1d_k} & i_{1q_k} \end{bmatrix}^T = C_A^{V_{t1}}X_{A_k} \qquad V_{t1_k} = \begin{bmatrix} V_{t1d_k} & V_{t1q_k} \end{bmatrix}^T \tag{4.3.32}$$

A partir des équations (4.3.29), (4.3.31) et (4.3.32), nous avons donc :

$$Q_{A_{k+1}} = \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}V_{t1_{k+1}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}V_{t1_{k+1}}\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}\right)X_{A_k}^{V_{t1}} \tag{4.3.33}$$

Définissons les matrices a_{51}, a_{52}, a_{53} et a_{54} par :

$$a_{51} = A_{AN}^{V_{t1}} \qquad a_{52} = A_A^{V_{t1}}\left(X_{M_k}\right)X_{A_k}^{V_{t1}} + B_A^{V_{t1}}V_{t1_k}$$

$$a_{53} = B_{AR_b}^{V_{t1}}Y_{CL_k} \qquad a_{54} = B_{AR_e}^{V_{t1}}$$

L'équation (4.3.33) peut être ré-écrite sous la forme :

$$\begin{aligned} Q_{A_{k+1}} = {} & \left(a_{61}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + a_{62} + a_{63}U_{B_k} + a_{64}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\right)a_{65}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}}... \\ & ...\left(a_{66}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + a_{67} + a_{68}U_{B_k} + a_{69}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\right)a_{610}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} \end{aligned} \tag{4.3.34}$$

Où :

$$a_{61} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}a_{51} \qquad a_{62} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}a_{52} \qquad a_{63} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}a_{53}$$

$$a_{64} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}a_{54} \qquad a_{65} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}C_{AY} \qquad a_{66} = -\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}a_{51}$$

$$a_{67} = -\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}a_{52} \qquad a_{68} = -\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}a_{53} \qquad a_{69} = -\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}a_{54}$$

$$a_{610} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans l'équation (4.3.34), nous pouvons montrer que les matrices a_{63}, a_{64}, a_{68} et a_{69} sont non nulles. Par conséquent, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, le degré relatif de la puissance réactive Q_A par rapport aux entrées du système vaut 1.

Désignons de nouveau par $Q_{A_{wk+1}}$ la trajectoire de la puissance réactive que nous souhaitons avoir à l'instant k+1.
Pour assurer la régulation de la puissance réactive de la source de puissance (lorsque celle-ci est une génératrice synchrone), nous devons donc trouver les entrées du système qui satisfont l'équation :

$$\begin{aligned} Q_{Aw_{k+1}} &= \left(a_{61}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + a_{62} + a_{63}U_{B_k} + a_{64}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\right) a_{65}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} \ldots \\ &\quad \ldots \left(a_{66}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + a_{67} + a_{68}U_{B_k} + a_{69}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\right) a_{610}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} \end{aligned} \tag{4.3.35}$$

4.3.5 Régulation de la norme de la tension terminale

Lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, nous avons vu que la régulation de la norme de sa tension terminale faisait partie intégrante de nos objectifs de commande. Ainsi, nous allons déterminer les conditions à vérifier pour assurer cette régulation.

La norme de la tension terminale de la génératrice synchrone est définie à l'instant k+1 par :

$$N_{V_{t1k+1}} = \sqrt{V_{t1_{k+1}}^T V_{t1_{k+1}}} \tag{4.3.36}$$

A partir des équations (4.3.31) et (4.3.36), nous avons donc :

$$\begin{aligned} N_{V_{t1k+1}}^2 &= \left(X_{A_{k+1}}^{V_{t1}}\right)^T a_{55}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + a_{56}X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + \left(X_{A_{k+1}}^{V_{t1}}\right)^T a_{57}U_{B_k} \ldots \\ &\quad \ldots + \left(X_{A_{k+1}}^{V_{t1}}\right)^T a_{58}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k} + a_{59}U_{B_k} + a_{510}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k} \ldots \\ &\quad \ldots + Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}^T a_{511}U_{B_k} + a_{512} + U_{B_k}^T a_{513}U_{B_k} \ldots \\ &\quad \ldots + Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}^T a_{514}U_{B_k}Y_{CL_{k+1}} \end{aligned} \tag{4.3.37}$$

Où :

$$\begin{aligned} a_{55} &= a_{51}^T a_{51} & a_{56} &= 2a_{52}^T a_{51} & a_{57} &= 2a_{51}^T a_{53} & a_{58} &= 2a_{51}^T a_{54} \\ a_{59} &= 2a_{52}^T a_{53} & a_{510} &= 2a_{52}^T a_{54} & a_{511} &= 2a_{54}^T a_{53} & a_{512} &= a_{52}^T a_{52} \\ a_{513} &= a_{53}^T a_{53} & a_{514} &= a_{54}^T a_{54} \end{aligned}$$

Les matrices a_{5j} ($j \in \{6...11, 13, 14\}$) sont non nulles. Par conséquent, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, le degré relatif de la norme de la tension terminale $N_{V_{t1}}$ par rapport aux entrées du système vaut 1.

Désignons par $N_{V_{t1wk+1}}$ la trajectoire de la norme de la tension terminale que nous souhaitons avoir à l'instant k+1.
Notre objectif est donc de trouver les entrées du système pour que la relation suivante soit satisfaite :

$$\begin{aligned} N^2_{V_{t1wk+1}} &= \left(X^{V_{t1}}_{A_{k+1}}\right)^T a_{55} X^{V_{t1}}_{A_{k+1}} + a_{56} X^{V_{t1}}_{A_{k+1}} + \left(X^{V_{t1}}_{A_{k+1}}\right)^T a_{57} U_{B_k} ... \\ &\quad ... + \left(X^{V_{t1}}_{A_{k+1}}\right)^T a_{58} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} + a_{59} U_{B_k} + a_{510} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} ... \\ &\quad ... + Y_{CL_{k+1}} U^T_{B_k} a_{511} U_{B_k} + a_{512} + U^T_{B_k} a_{513} U_{B_k} ... \\ &\quad ... + Y_{CL_{k+1}} U^T_{B_k} a_{514} U_{B_k} Y_{CL_{k+1}} \end{aligned} \tag{4.3.38}$$

4.3.6 Régulation de la vitesse angulaire de la génératrice

A travers l'étude bibliographique portant sur la commande des génératrices synchrones, nous avons pu voir que la régulation de leurs vitesses angulaires jouait un rôle crucial dans la stabilisation des systèmes de puissance.
Ce paragraphe a pour objectif de proposer une loi de commande discrète permettant d'assurer cette régulation.

Nous avons vu, dans le chapitre traitant la modélisation des systèmes VSC-HVDC, que la partie mécanique d'une génératrice synchrone (rotor) avait un modèle discret qui pouvait s'écrire sous la forme :

$$X_{M_{k+1}} = A_M X_{M_k} + B_{ML} U_{ML_k} + B_{MR} U_{MR_k} + B_{MRN} U_{MR_{k+1}} + A_{M_0} X_{M_0} \tag{4.3.39}$$

Où nous rappelons que les grandeurs X_M et U_{ML} sont respectivement la vitesse angulaire du rotor de la génératrice et le couple mécanique.

Il est facile de comprendre qu'une variation du couple mécanique va provoquer une variation plus ou moins lente de la vitesse angulaire du rotor. Par conséquent dans l'équation (4.3.39), la matrice B_{ML} est non nulle et nous pouvons affirmer que le degré relatif de la vitesse angulaire par rapport aux entrées du système vaut 1.

Remarque 4.3.1. Dans l'équation (4.3.39), nous pouvons aussi dire que l'évolution de la vitesse angulaire du rotor dépend de la tension d'excitation de la génératrice synchrone et des entrées des convertisseurs. En effet, nous rappelons que le couple électromagnétique est défini, à l'instant k+1, par la relation : $U_{MR_{k+1}} = \frac{1}{2} X^T_{A_{k+1}} M_{T_e} X_{A_{k+1}}$ et que la matrice B_{MRN} est non nulle.

Désignons par $X_{M_{wk+1}}$, la trajectoire de la vitesse angulaire du rotor que nous souhaitons avoir à l'instant k+1.
Pour assurer la régulation de la vitesse angulaire du rotor, nous devons donc trouver les entrées du système qui satisfont l'équation :

$$X_{M_{wk+1}} = A_M X_{M_k} + B_{ML} U_{ML_k} + B_{MR} U_{MR_k} + B_{MRN} U_{MR_{k+1}} + A_{M_0} X_{M_0} \quad (4.3.40)$$

Dans ce chapitre, nous avons fait l'hypothèse que l'état du système était connu et que le calcul des entrées de commande, ainsi que leurs applications au système, étaient instantanés. Par conséquent, du fait que le couple mécanique n'intervient que dans l'équation (4.3.40) (dans aucun autre modèle), nous pouvons dire qu'il sera uniquement utilisé pour la régulation de la vitesse angulaire et son expression analytique est alors :

$$U_{ML_k} = B_{ML}^{-1} \left(-A_M X_{M_k} - B_{MR} U_{MR_k} - B_{MRN} U_{MR_{k+1}} - A_{M_0} X_{M_0} + X_{M_{wk+1}} \right) (4.3.41)$$

4.3.7 Détermination des entrées du système

Nous avons précédemment vu que les entrées de commande du système devaient satisfaire un certain nombre d'équations non-linéaires, et ce afin d'assurer nos objectifs de commande (régulations des puissances réactives de la charge et de la source, de la puissance active de la charge et de la tension du condensateur 1). Dans cette partie, nous allons développer la demarche à suivre pour résoudre l'ensemble de ces équations non linéaires et ainsi, déterminer les entrées de commande du système. Pour ce faire, nous allons considérer que la source de puissance est une génératrice synchrone. En effet, bien que les équations à vérifier ne soient pas similaires suivant que la source de puissance est une génératrice synchrone ou un bus infini, la méthodologie que nous allons présenter, reste rigoureusement la même quelle que soit la source de puissance.

Avant de commencer notre étude, il est important de préciser que le système à contrôler est bien "carré". En effet, nous avons vu que les sorties à réguler avaient chacune un degré relatif de 1 par rapport aux entrées du système. De ce fait, nous retrouvons que quelle que soit la source de puissance (bus infini ou génératrice synchrone), la somme des degrés relatifs est égale à la somme des dimensions de chacune des entrées du système.

A travers les études qui ont été menées jusqu'ici, nous avons pu voir que, pour atteindre nos objectifs de commande, les entrées du système doivent satisfaire le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} N^2_{V_{t1wk+1}} = & \left(X^{V_{t1}}_{A_{k+1}}\right)^T a_{55} X^{V_{t1}}_{A_{k+1}} + a_{56} X^{V_{t1}}_{A_{k+1}} + \left(X^{V_{t1}}_{A_{k+1}}\right)^T a_{57} U_{B_k} ... \\ & ... + \left(X^{V_{t1}}_{A_{k+1}}\right)^T a_{58} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} + a_{59} U_{B_k} + a_{510} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} ... \end{aligned}$$

$$
\begin{aligned}
& \ldots + Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}^T a_{511} U_{B_k} + a_{512} + U_{B_k}^T a_{513} U_{B_k} \ldots \\
& \ldots + Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}^T a_{514} U_{B_k} Y_{CL_{k+1}} && (4.3.42) \\
Q_{Aw_{k+1}} &= \left(a_{61} X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + a_{62} + a_{63} U_{B_k} + a_{64} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}\right) a_{65} X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} \ldots \\
& \ldots \left(a_{66} X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} + a_{67} + a_{68} U_{B_k} + a_{69} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}\right) a_{610} X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} && (4.3.43) \\
U_{CL_{ewk}} &= \left(C_{C1} B_{CL_e}\right)^{-1} \left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1} A_C X_{C_k} - C_{C1} B_{CL_b} U_{CL_{bk}} \ldots\right. \\
& \ldots \left. - C_{C1} B_{CR_b} U_{CR_{bk}} - C_{C1} B_{CR_e} U_{CR_{ek}}\right] && (4.3.44) \\
U_{CL_{ek}} &= U_{CL_{bk}} + b_{AR} \left(U_{CL_{ewk}} - U_{CL_{bk}}\right) && (4.3.45) \\
P_{Ew_{k+1}} &= U_{ER_{k+1}}^T X_{E_{k+1}} && (4.3.46) \\
Q_{Ew_{k+1}} &= \bar{U}_{ER_{k+1}} X_{E_{k+1}} && (4.3.47)
\end{aligned}
$$

Avant de se lancer dans la résolution des équations non linéaires (4.3.42) à (4.3.47), il est très important d'en faire une analyse afin d'isoler les variables inconnues (cf tableau 4.1).

Equations	Grandeurs inconnus à l'instant k	Besoins a priori
(4.3.43) et (4.3.42)	$X_{A_{k+1}}^{V_{t1}} = C_{AR} X_{A_{k+1}}$ $Y_{CL_{k+1}} = C_{CL} X_{C_{k+1}}$ U_{B_k}	$X_{A_{k+1}}$ $X_{C_{k+1}}$ U_{B_k}
(4.3.44) et (4.3.45)	$U_{CL_{bk}} = Y_{AR_k}^T U_{B_k} = \left(C_{AR} X_{A_k}\right)^T U_{B_k}$ $U_{CL_{ek}} = Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k} = \left(C_{AR} X_{A_{k+1}}\right)^T U_{B_k}$ $U_{CR_{bk}} = Y_{EL_k}^T U_{D_k} = \left(C_{EL} X_{E_k}\right)^T U_{D_k}$ $U_{CR_{ek}} = Y_{EL_{k+1}} U_{D_k} = \left(C_{EL} X_{E_{k+1}}\right)^T U_{D_k}$	U_{B_k} $X_{A_{k+1}}$, U_{B_k} U_{D_k} $X_{E_{k+1}}$, U_{D_k}
(4.3.46) et (4.3.47)	$X_{E_{k+1}}$	$X_{E_{k+1}}$

Tab. 4.1 – Analyse des équations non linéaires

Après lecture du tableau 4.1, nous pouvons conclure qu'a priori, si nous voulons résoudre les équations non linéaires (4.3.43) à (4.3.47), nous devons faire intervenir les modèles dynamiques discrets de chaque quadripôle A,C et E (et ce pour connaître $X_{A_{k+1}}$, $X_{C_{k+1}}$ et $X_{E_{k+1}}$). Par conséquent, nous pouvons dire que le système résultant de la réunion de toutes ces équations devient de taille importante. Cette constatation est bien entendue problématique car cela signifie que le temps de calcul nécessaire pour sa résolution devient lui aussi important.
Nous devons donc trouver un moyen pour réduire la taille du système à résoudre.
Une analyse approfondie des équations (4.3.43) à (4.3.47) nous permet de constater que, finalement, pour déterminer les entrées du système, nous n'avons pas forcement besoin de calculer les valeurs des vecteurs d'état X_A, X_C et X_E à l'instant k+1. En effet, il est facile de voir que seul le calcul des sorties de chaque quadripôle A, C et E, à l'instant k+1, est utile dans la détermination des entrées du système.

Partant de ce principe, nous devons alors déterminer des relations entre, d'une part le vecteur d'état $X_A^{V_{t1}}$ et la sortie du quadripôle A (Y_{AR}), et d'autre part le vecteur d'état X_E et la sortie du quadripôle E (Y_{EL}).
En revenant à la signification physique des variables $X_A^{V_{t1}}$ et Y_{AR}, nous pouvons constater qu'elles représentent à une constante près la même grandeur électrique (les composantes directe et en quadrature du courant statorique). Par conséquent nous pouvons dire que la variable $X_A^{V_{t1}}$ est liée à la sortie Y_{AR} par une relation qui s'exprime sous la forme :

$$X_{A_k}^{V_{t1}} = C_{AY} Y_{AR_k} \tag{4.3.48}$$

De la même manière, nous pouvons dire que le vecteur d'état X_E et la sortie Y_{EL} représentent tous les deux, à une constante près, le courant de la charge. Ces deux grandeurs sont donc liées par une relation qui s'exprime sous la forme :

$$X_{E_k} = C_{EY} Y_{EL_k} \tag{4.3.49}$$

Remarque 4.3.2. Dans le modèle du quadripôle E, nous avons la relation $Y_{EL_k} = C_{EL} X_{E_k}$. Par conséquent $C_{EY} = C_{EL}^{-1}$

Les équations (4.3.42), (4.3.43), (4.3.46) et (4.3.47) peuvent donc se ré-écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}
N_{V_{t1wk+1}}^2 &= Y_{AR_{k+1}}^T \bar{a}_{55} Y_{AR_{k+1}} + \bar{a}_{56} Y_{AR_{k+1}} + Y_{AR_{k+1}}^T \bar{a}_{57} U_{B_k} + Y_{AR_{k+1}}^T \bar{a}_{58} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} \ldots \\
&\quad \ldots + a_{59} U_{B_k} + a_{510} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k} + Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}^T a_{511} U_{B_k} + a_{512} + U_{B_k}^T a_{513} U_{B_k} \ldots \\
&\quad \ldots + Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}^T a_{514} U_{B_k} Y_{CL_{k+1}} && (4.3.50) \\
Q_{Aw_{k+1}} &= \left(\bar{a}_{61} Y_{AR_{k+1}} + a_{62} + a_{63} U_{B_k} + a_{64} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}\right) \bar{a}_{65} Y_{AR_{k+1}} \ldots \\
&\quad \ldots \left(\bar{a}_{66} Y_{AR_{k+1}} + a_{67} + a_{68} U_{B_k} + a_{69} Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}\right) \bar{a}_{610} Y_{AR_{k+1}} && (4.3.51) \\
P_{Ew_{k+1}} &= U_{ER_{k+1}}^T C_{EY} Y_{EL_{k+1}} && (4.3.52) \\
Q_{Ew_{k+1}} &= \bar{U}_{ER_{k+1}} C_{EY} Y_{EL_{k+1}} && (4.3.53)
\end{aligned}$$

Où :

$$\begin{aligned}
\bar{a}_{55} &= C_{AY}^T a_{55} C_{AY} & \bar{a}_{56} &= a_{56} C_{AY} & \bar{a}_{57} &= C_{AY}^T a_{57} & \bar{a}_{58} &= C_{AY}^T a_{58} \\
\bar{a}_{61} &= a_{61} C_{AY} & \bar{a}_{65} &= a_{65} C_{AY} & \bar{a}_{66} &= a_{66} C_{AY} & \bar{a}_{610} &= a_{610} C_{AY}
\end{aligned}$$

Soient les matrices X_{AP}, Y_{ARP}, X_{CP}, Y_{CLP}, Y_{CRP}, X_{EP} et Y_{ELP} définies par :

$$\begin{aligned}
X_{AP_k} &= A_A X_{A_k} & Y_{ARP_k} &= C_{AR} X_{AP_k} & X_{CP_k} &= A_C X_{C_k} \\
Y_{CLP_k} &= C_{CL} X_{CP_k} & Y_{CRP_k} &= C_{CR} X_{CP_k} & Y_{ELP_k} &= C_{EL} X_{EP_k} \\
X_{EP_k} &= A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} + B_{ERN} U_{ER_{k+1}}
\end{aligned}$$

Finalement, à partir des équations (3.6.24) à (3.6.26), (4.3.44), (4.3.45) et (4.3.50) à (4.3.53), nous pouvons dire que pour déterminer les entrées de commande du système, nous devons résoudre le système d'équations non linéaires suivant :

$$
\begin{aligned}
0 &= Y_{ARP_k} + C_{AR}B_{AL}U_{AL_k} + C_{AR}B_{ARb}U_{B_k}Y_{CL_k} + C_{AR}B_{ARe}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\cdots \\
&\quad \cdots - Y_{AR_{k+1}} \\
0 &= Y_{CLP_k} + C_{CL}B_{CLb}U_{B_k}^T Y_{AR_k} + C_{CL}B_{CLe}U_{B_k}^T Y_{AR_{k+1}} + C_{CL}B_{CRb}U_{D_k}^T Y_{EL_k}\cdots \\
&\quad \cdots + C_{CL}B_{CRe}U_{D_k}^T Y_{EL_{k+1}} - Y_{CL_{k+1}} \\
0 &= Y_{CRP_k} + C_{CR}B_{CRb}U_{B_k}^T Y_{AR_k} + C_{CR}B_{CLe}U_{B_k}^T Y_{AR_{k+1}} + C_{CR}B_{CRb}U_{D_k}^T Y_{EL_k}\cdots \\
&\quad \cdots + C_{CR}B_{CRe}U_{D_k}^T Y_{EL_{k+1}} - Y_{CR_{k+1}} \\
0 &= Y_{ELP_k} + C_{EL}B_{ELb}U_{D_k}Y_{CR_k} + C_{EL}B_{ELe}U_{D_k}Y_{CR_{k+1}} - Y_{EL_{k+1}} \\
0 &= \sqrt{(}Y_{AR_{k+1}}^T \bar{a}_{55} Y_{AR_{k+1}} + \bar{a}_{56}Y_{AR_{k+1}} + Y_{AR_{k+1}}^T \bar{a}_{57}U_{B_k} + Y_{AR_{k+1}}^T \bar{a}_{58}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\cdots \\
&\quad \cdots + a_{59}U_{B_k} + a_{510}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k} + Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}^T a_{511}U_{B_k} + a_{512} + U_{B_k}^T a_{513}U_{B_k}\cdots \\
&\quad \cdots + Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}^T a_{514}U_{B_k}Y_{CL_{k+1}}) - N_{V_{t1wk+1}} \\
0 &= (\bar{a}_{61}Y_{AR_{k+1}} + a_{62} + a_{63}U_{B_k} + a_{64}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k})\bar{a}_{65}Y_{AR_{k+1}}\cdots \\
&\quad +(\bar{a}_{66}Y_{AR_{k+1}} + a_{67} + a_{68}U_{B_k} + a_{69}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k})\bar{a}_{610}Y_{AR_{k+1}} - Q_{A_{wk+1}} \\
0 &= (C_{C1}B_{CL_e})^{-1}\left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1}X_{CP_k} - C_{C1}B_{CL_b}Y_{AR_k}^T U_{B_k}\cdots\right. \\
&\quad \left.\cdots - C_{C1}B_{CR_b}Y_{EL_k}^T U_{D_k} - C_{C1}B_{CR_e}Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k}\right] - U_{CL_{ewk}} \\
0 &= Y_{AR_k}^T U_{B_k} + b_{AR}\left(U_{CL_{ewk}} - Y_{AR_k}^T U_{B_k}\right) - Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k} \\
0 &= U_{ER_{k+1}}^T C_{EY} Y_{EL_{k+1}} - P_{Ew_{k+1}} \\
0 &= \bar{U}_{ER_{k+1}} C_{EY} Y_{EL_{k+1}} - Q_{Ew_{k+1}}
\end{aligned}
$$

Le gradient de ce système pouvant être assez facilement calculé (les non-linéarités sont des termes quadratiques), nous avons décidé d'utiliser la méthode de Newton pour le résoudre. Son algorithme est rappelé en Annexe D.

4.4 Simulations

Dans cette section, nos objectifs sont de valider les lois de commande qui ont été synthétisées et de montrer que les convertisseurs ont un impact bénéfique sur la stabilisation de la puissance fournie par une génératrice synchrone.
Pour ce faire, nous allons analyser les réponses du système rebouclé par sa commande, lorsque la référence d'une des sorties régulées (la puissance active de la charge) change de consigne. Dans le cas de figure où la source de puissance est un bus infini, nous allons comparer les résultats avec ceux que nous obtenons, si nous utilisons la loi de commande proposée dans [84]. Lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, nous allons montrer que notre correcteur améliore la stabilisation du système, en comparaison avec un correcteur linéaire classiquement utilisé dans le monde industriel.

4.4.1 Un premier essai sur le changement de consigne de la puissance active

Nous allons supposer que le système VSC-HVDC est initialement dans un état d'équilibre et qu'à l'instant t = 0.05 s, la référence de la puissance active de la charge $P_{E_{rv}}$ augmente de 0.35 p.u. De cette manière, nous atteignons la puissance nominale maximum que nous considérons dans notre étude (300 MW). Dans toutes nos simulations, et ce quelle que soit la source de puissance (bus infini ou génératrice synchrone), les références des puissances réactives de la source et de la charge sont fixées à 0 p.u. (facteur de puissance unitaire) et la référence de tension v_{C1} est fixée à 1 p.u. Dans le cas particulier où la source de puissance est une génératrice synchrone, nous fixons la référence de la norme de la tension terminale à 1 p.u. et celle de la vitesse angulaire à 1 p.u.
Finalement, nous supposons que la période d'échantillonnage (période de commutation des convertisseurs) est de 1 ms et que la ligne de transmission a pour longueur 500 km. Dans [72], il a été montré que pour cette longueur de ligne, nous avions une dégradation notable des performances des correcteurs, leur bande passante étant une source d'excitation pour la ligne. Cette étude a aussi montré que 10 cellules R-L-C étaient suffisantes pour modéliser les fréquences de résonance de la ligne. Il en sera donc de même dans notre cas d'étude.

Les résultats de simulations présentés dans ce paragraphe, sont obtenus en considérant que les pseudo références poursuivies dans la linéarisation entrée-sortie sont choisies de sorte que les sorties évoluent en boucle fermée de la même manière qu'un premier ordre. Ainsi, nous les définissons par :

$$y_{w_{k+1}} = y_k + K_P \left(y_{rv_k} - y_k\right)$$

Par ailleurs, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, nous prenons en compte la saturation de la tension d'excitation et nous supposons que la variation de la puissance active de la charge a une constante de temps de 15 ms. Nous considérons aussi que le couple mécanique est la sortie d'une boucle de régulation et a pour expression :

$$\begin{cases} U_{ML_{wk}} = B_{ML}^{-1}\left(-A_M X_{M_k} - B_{MR} U_{MR_k} - B_{MRN} U_{MR_{k+1}} - A_{M_0} X_{M_0} + X_{M_{wk+1}}\right) \\ U_{ML_{k+1}} = U_{ML_k} + K_{P_{UML}}\left(U_{ML_{wk}} - U_{ML_k}\right) \end{cases}$$

Remarque 4.4.1. Les paramètres de réglage des correcteurs sont donnés en annexe A.

L'étude menée dans [84] a constitué un moyen de comparaison pour évaluer nos lois de commande. Dans cet article, toutes les sorties sont aussi poursuivies à l'aide d'une linéarisation entrée-sortie. La seule différence réside dans le fait que la régulation de la

tension v_{C1} fournit une référence sur la composante directe du courant de ligne du bus infini (i_{1d}). Cette pseudo référence est ensuite poursuivie. Toutefois, il est important de noter que la conception de leurs lois de commande a été faite à partir d'un modèle continu du système. Afin d'éviter toute confusion, nous précisons donc que les résultats de simulations de la commande nommée "Alstom" ont été obtenus par le rebouclage de celle-ci avec le modèle continu (elle n'a pas été discrétisée).

A partir des figures 4.10(b) et 4.11(c), nous pouvons constater que quelle que soit la source de puissance, la puissance réactive de la charge Q_E reste égale à sa valeur initiale (0 p.u.) indépendamment de la variation de la puissance active de la charge P_E. Cette constatation nous montre que les entrées de commande de l'onduleur (U_D) découplent les sorties P_E et Q_E, ce à quoi nous nous attendions du fait que les lois de commande qui ont été synthétisées sont des linéarisations entrée-sortie.

A partir des figures 4.10(a) et 4.11(b), nous pouvons constater que lorsque la source de puissance est un bus infini, la puissance réactive de la source Q_A reste égale à sa valeur initiale indépendamment de la variation de la puissance active P_A (nous avons de nouveau un découplage des sorties P_A et Q_A). Par ailleurs, il est aussi possible de constater que, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, la puissance réactive Q_A a une période transitoire. Ce phénomène s'explique par le fait que la tension d'excitation de la génératrice subit des saturations (figure (4.11(j)) et que par conséquent, certains termes ne sont pas éliminés dans la linéarisation entrée-sortie.

A partir des figures 4.10(c) et 4.11(a), nous pouvons constater que la tension v_{C1} retrouve sa valeur de référence après une période transitoire. En effet, le courant du redresseur n'est pas poursuivi de manière exacte (cf équation (4.3.45)) et par conséquent nous retrouvons, de nouveau, des termes qui ne sont pas éliminés dans la linéarisation entrée-sortie.
Les figures 4.10(c) et 4.11(a) nous permettent aussi de constater que la stabilisation de la tension du condensateur 2 (v_{C2}) est engendrée par celle des courants de la ligne de transmission (cf figures 4.10(d) et 4.11(h)).

A partir de la figure 4.11(d), nous pouvons constater que la norme de la tension terminale revient à sa valeur de référence après une période transitoire, qui est de nouveau provoquée par la saturation de l'entrée d'excitation de la génératrice.

A partir des figures 4.11(e) et 4.11(f), nous pouvons constater qu'après une période transitoire, les courants des enroulements d'amortissement de la génératrice s'annulent

et le courant d'alimentation se stabilise à un nouveau point de fonctionnement. Ces deux constatations montrent la stabilité de la partie électrique de la génératrice synchrone.

A partir des figures 4.11(a) et 4.11(i), nous pouvons voir que les convertisseurs jouent un rôle primordial dans la stabilisation de la puissance électrique fournie par la génératrice. En effet, du fait que nous avons volontairement imposé au couple mécanique d'avoir une évolution lente ($K_{P_{UML}}$ a une valeur faible), la vitesse angulaire du rotor est différente de la vitesse de synchronisme. Cependant, nous pouvons voir que ce phénomène n'a aucune influence sur les variations du couple électromagnétique de la génératrice. Les entrées du redresseur ont donc permis de stabiliser la puissance électrique délivrée par la génératrice, indépendamment des variations de la vitesse angulaire de son rotor.

Finalement, si nous nous intéressons tout particulièrement à la comparaison entre nos lois de commande et celles nommées "Alstom" (cf figures 4.10(a) à 4.10(f)), nous pouvons constater que nous obtenons des dépassements moins importants sur les tensions et les courants de la partie continue du système ainsi que sur la puissance active de la source de puissance et sur les composantes directes des entrées de commande. Cela montre qu'il est préférable de poursuivre le courant du redresseur plutôt que le courant de ligne du bus infini pour stabiliser la tension continue et la source de puissance.

4.4.2 Une comparaison avec un correcteur linéaire

Lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, nous avons évalué les performances de notre correcteur en le comparant avec un correcteur linéaire de type PI. Pour ce faire, nous avons conservé le même protocole d'essai que celui qui a été exposé dans le paragraphe précédent, à la différence près que nous supposons, à présent, que le couple mécanique est disponible instantanément (il n'est plus la sortie d'une boucle de régulation).
La méthodologie associée à la synthèse du correcteur linéaire a été brièvement rappelée dans le paragraphe 4.1.1. Afin d'établir une comparaison cohérente, nous précisons que les pseudo références poursuivies dans la linéarisation entrée-sortie sont choisies de sorte que les sorties évoluent en boucle fermée de la même manière qu'un second ordre.
Ainsi, pour la régulation de la vitesse angulaire de la génératrice synchrone et celle des puissances active et réactive de la charge, nous les définissons par :

$$\begin{cases} y_{w_{k+1}} &= y_k + K_P\left(y_{rv_k} - y_k\right) + K_I X_{I_k} \\ X_{I_{k+1}} &= X_{I_k} + dt\left(y_{rv_k} - y_k\right) \end{cases}$$

Et pour la régulation de la norme de la tension terminale de la génératrice synchrone, celle de sa puissance réactive et celle de la tension du bus continu, elles sont définies par :

$$\begin{cases} y_{w_{k+1}} &= y_k + K_P\left(y_{rv_k} - y_k\right) + K_I X_{I_k} \\ X_{I_{k+1}} &= X_{I_k} + dt\left(y_{rv_k} - y_k\right) + e'_{s_k} \\ e'_{s_k} &= \dfrac{dt}{K_I}\dfrac{1}{\tau_{ad}} e_{s_k} \end{cases} \tag{4.4.1}$$

Dans l'équation (4.4.1), le terme e'_{s_k} permet l'anti-emballement des intégrateurs et la limitation des effets indésirables, sur nos régulations, des saturations de la tension d'excitation de la génératrice synchrone. En effet, si un système de commande admet des saturations, que le régulateur est de type PI (ou PID) et que l'erreur de régulation est importante, l'actionneur peut saturer rapidement et la boucle de régulation est alors ouverte. Le système n'est plus commandé que par une des valeurs limites de la saturation. Quand l'erreur est finalement réduite, l'intégration peut avoir atteint une telle valeur (effet inertiel de l'intégrateur) que cela demande un temps considérable avant que les valeurs des variables du système ne redeviennent correctes. Ce phénomène s'appelle l'emballement de l'intégrateur ou la dérive de l'intégrateur (intégral wind-up) et cause des réponses chaotiques et des commandes très chahutées. Ce qui nuit à la durée de vie de l'ensemble ainsi régulé.
Il y a plusieurs moyens d'éviter cet emballement de l'intégrateur. Dans notre étude, nous avons utilisé la méthode d'Åström-Wittenmark [11]. Dans celle-ci, on ré-injecte l'erreur entre la sortie et l'entrée de la saturation à l'entrée de l'élément I du régulateur suivant le schéma de principe de la figure 4.9.

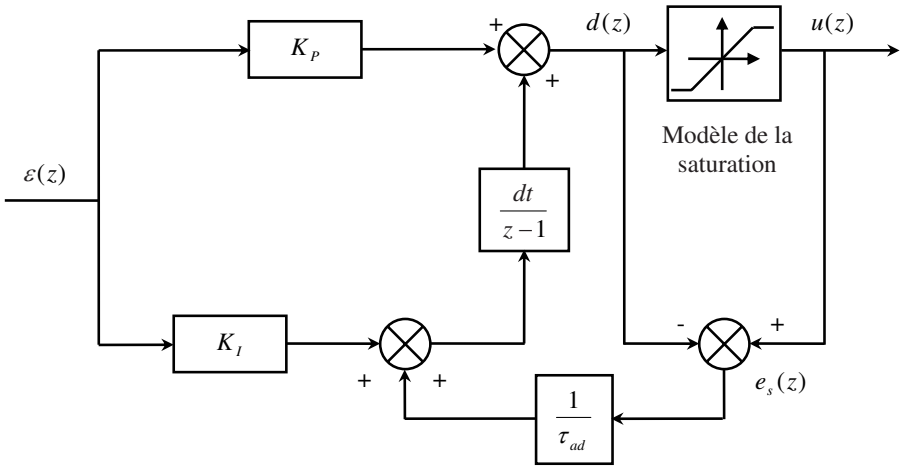


FIG. 4.9 – Anti-dérive d'Åström et Wittenmark

Dans le schéma fonctionnel de la figure 4.9, nous pouvons constater que s'il n'y a pas de saturations, nous avons $e_{s_k} = 0$, mais dans le cas contraire la boucle supplémentaire réalisée par cette méthode d'anti-dérive a pour fonction de faire tendre e_s vers 0 avec une certaine dynamique fixée par τ_{ad}. La sortie de l'intégrateur est donc ramenée à une valeur

telle que la sortie du régulateur est à la limite de saturation. Ce qui évite le phénomène d'emballement.

Remarque 4.4.2. L'anti-emballement des intégrateurs a aussi été considéré dans la synthèse du correcteur PI linéaire.

Dans chacune des figures présentant nos résultats de simulations, les résultats correspondant au correcteur non linéaire sont montrés par des traits continus. Ceux correspondant au correcteur linéaire sont montrés par des traits pointillés.

A partir des figures 4.12(a) et 4.12(h), nous pouvons constater que les deux correcteurs donnent des résultats similaires sur la stabilisation de la vitesse angulaire de la génératrice synchrone et celle de la puissance réactive de la charge. Néanmoins, à partir des autres figures, nous pouvons voir qu'avec un correcteur non linéaire, nous diminuons les dépassements ou les oscillations de la norme de la tension terminale de la génératrice, ceux de ses puissances active et réactive, ceux de ses courants rotoriques, ainsi que ceux de la tension du bus continu et de la puissance active de la charge. De plus, nous pouvons aussi constater que la tension d'excitation de la génératrice prend moins de valeurs de saturation (cf figure 4.12(j)).
Ces résultats montrent bien les limites des correcteurs linéaires : ils se fondent sur l'hypothèse de validité d'un modèle linéaire sur une plage de fonctionnement suffisamment large. Si cette hypothèse n'est plus vérifiée le contrôleur linéaire est susceptible de fonctionner très mal. Les simulations nous illustrent ce phénomène. La considération d'un correcteur non linéaire montre donc toute son importance.

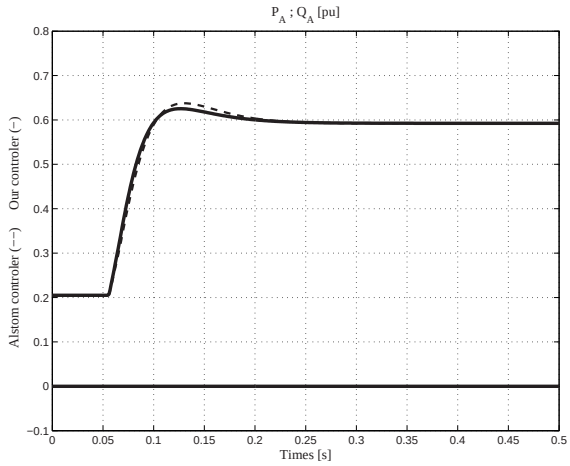
4.5 Conclusions du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps fait un état de l'art des commandes existantes d'une part, pour le problème de la stabilisation des systèmes VSC-HVDC, et d'autre part pour celui des systèmes de puissance alternatif. Cette étude nous a permis de définir nos objectifs de commande. Ceux-ci pouvaient être résumés par la régulation des puissances réactives de la charge et de la source, celle de la puissance active de la charge, celle de la tension du condensateur 1 ainsi que celles de la vitesse angulaire du rotor et de la norme de la tension terminale lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone.
Les lois de commande ont été synthétisées en utilisant le principe de linéarisation entrée-sortie. Cette commande engendre une dynamique interne non linéaire, inobservable et qui peut ne pas être stable. Ainsi une étude préliminaire nous a permis de voir que pour un transfert de puissance allant de la source vers la charge, une poursuite exacte du courant du redresseur entraînait une instabilité du système (la dynamique

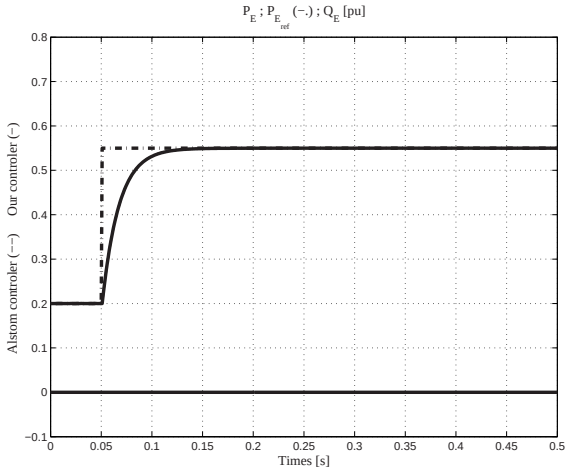
interne est instable). De ce fait, la régulation de la tension du bus continu n'a pu se faire que par l'intermédiaire d'une "cascade" qui stabilisait en même temps la puissance active délivrée par la source. La démarche introduite a été validée par l'intermédiaire de simulations.
A travers celles-ci, nous avons pu montrer que la présence des entrées de commande des convertisseurs constituait un bénéfice important dans la stabilisation des systèmes de transport d'énergie. En effet, nous avons vu qu'il était possible d'une part, d'annuler les puissances réactives de la source et de la charge (facteur de puissance unitaire), et d'autre part de stabiliser rapidement les tensions et les courants de la ligne de transmission. De plus, nous avons aussi montré que, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, les entrées des convertisseurs permettaient de stabiliser la puissance électrique délivrée par une génératrice synchrone, indépendamment des variations de la vitesse angulaire de son rotor. Un tel résultat ne peut pas être obtenu dans un système de puissance alternatif.

L'étude que nous avons mené peut être complétée par [82, 83]. De plus, bien que les résultats de simulation ne soient pas présentés, il est important de noter que les lois de commande sont directement applicables dans une configuration "back to back", où il n'y a pas de ligne de transmission.

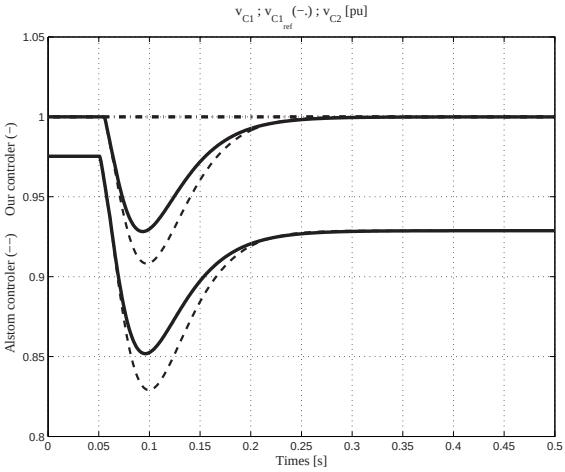
Afin de rendre utilisables en pratique les commandes qui ont été synthétisées, nous devons à présent étudier l'observation du système.



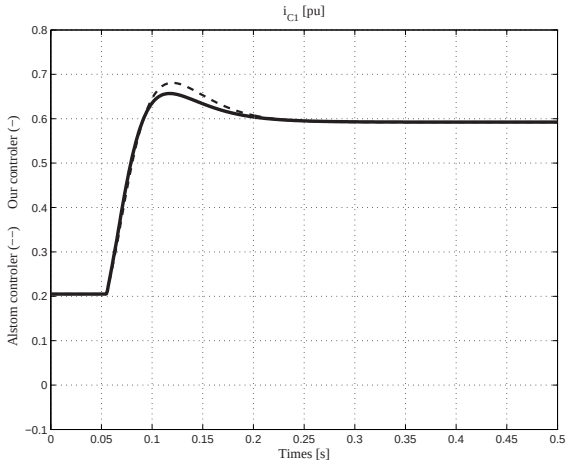
(a) Evolution des puissances actives et réactives de la source



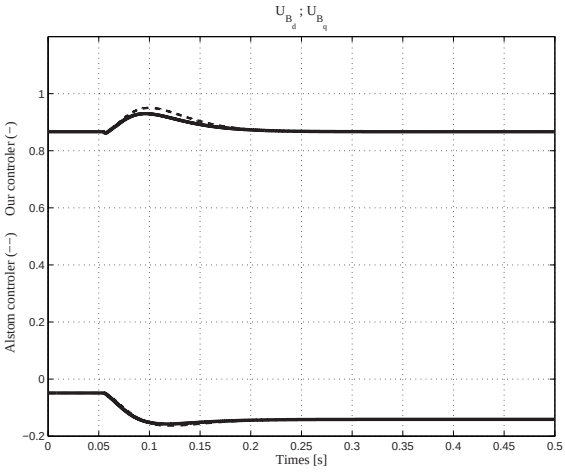
(b) Evolution des puissances actives et réactives de la charge



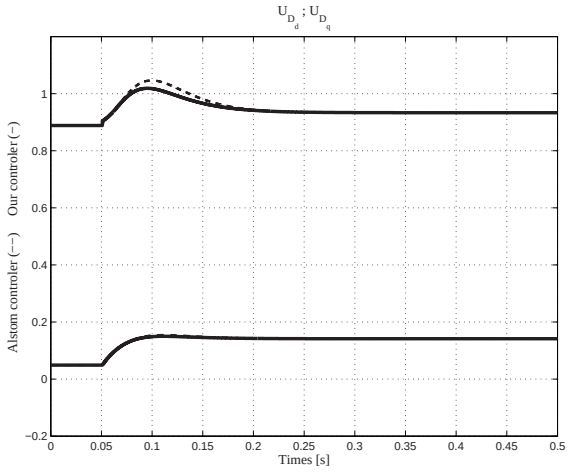
(c) Evolution des tensions des condensateurs de lissage



(d) Evolution des courants de la ligne de transmission

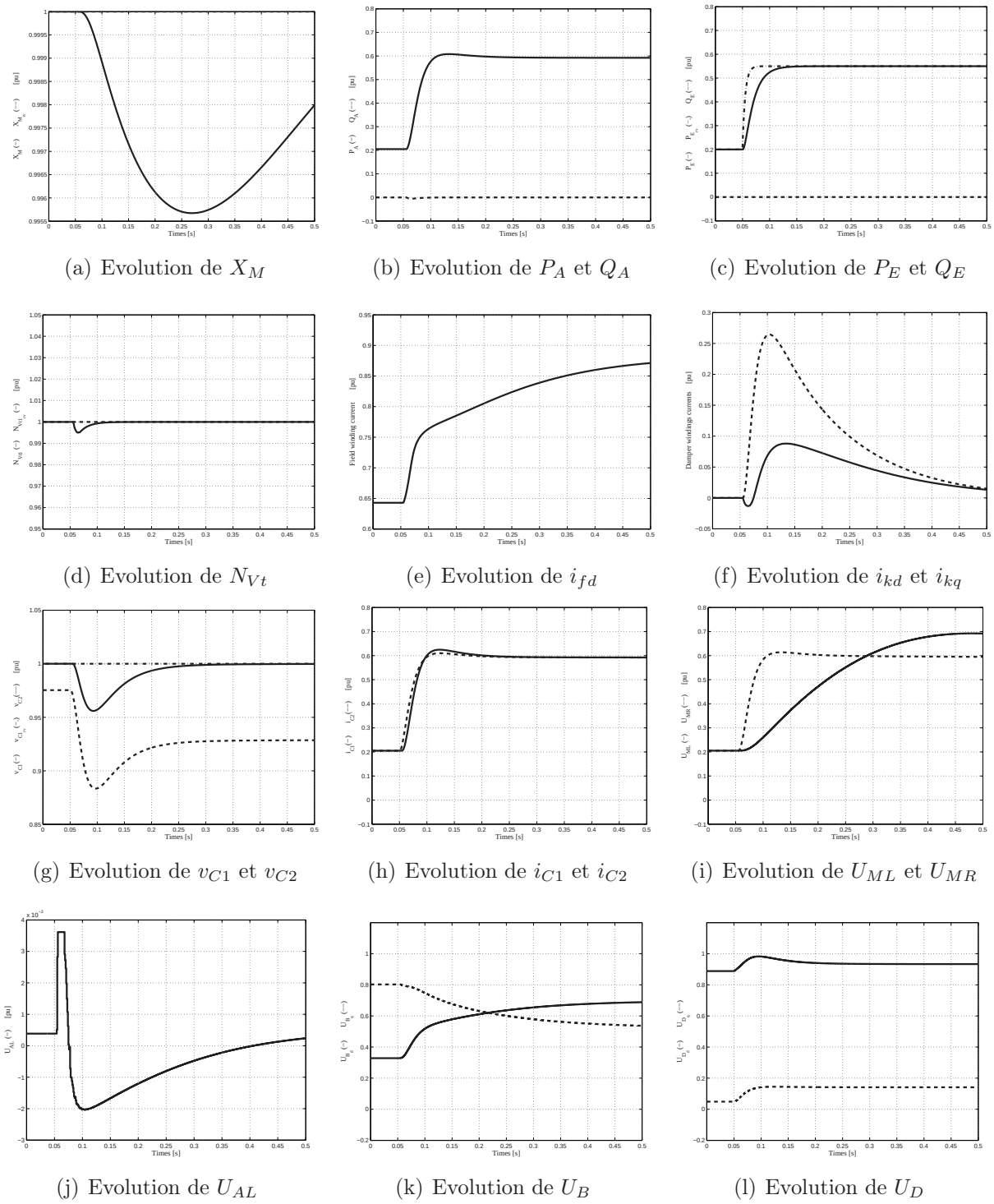


(e) Evolution des entrées de VSC_1



(f) Evolution des entrées de VSC_2

FIG. 4.10 – Résultats de simulations lorsque la source est un bus infini



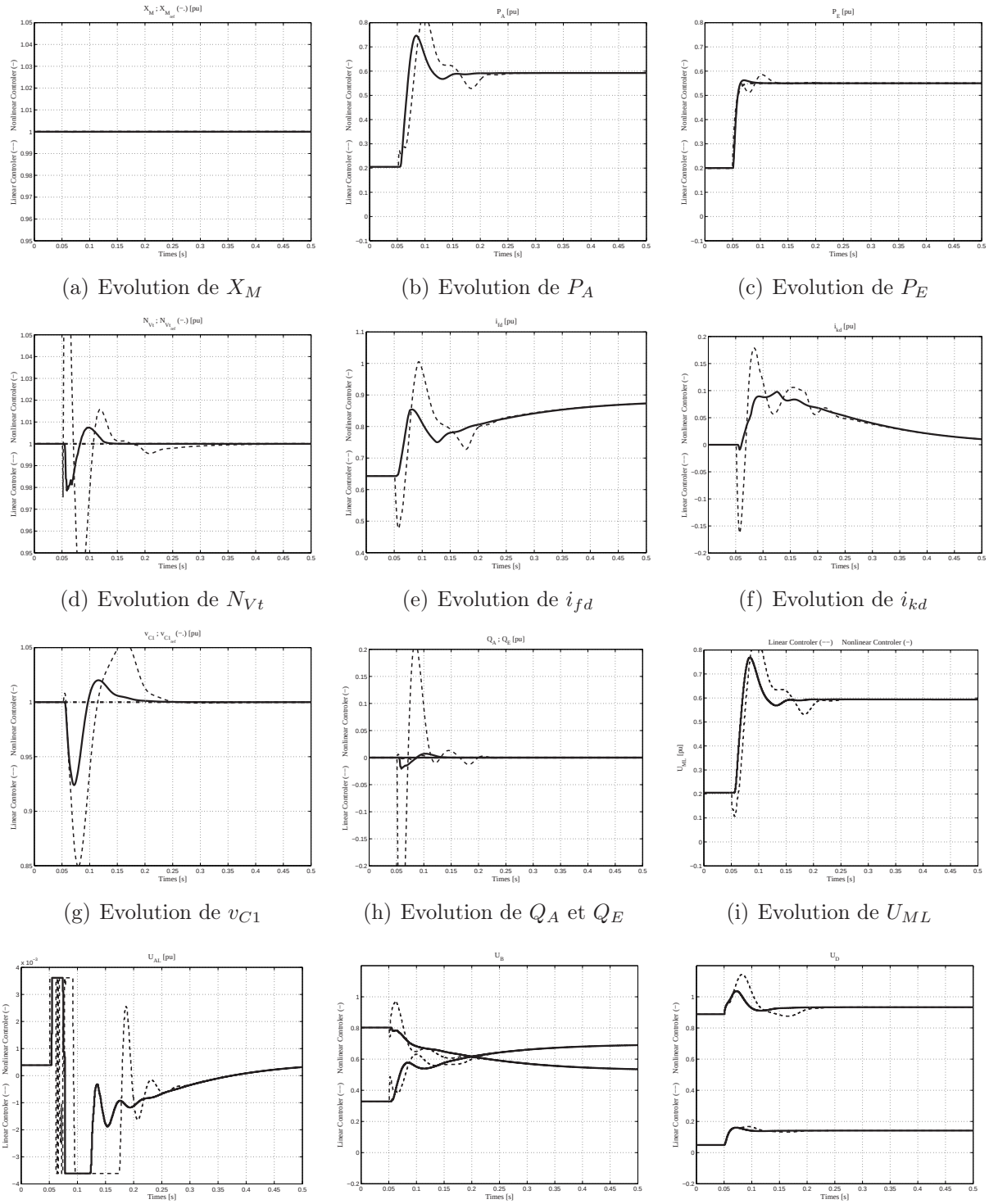
(a) Evolution de X_M (b) Evolution de P_A et Q_A (c) Evolution de P_E et Q_E

(d) Evolution de N_{Vt} (e) Evolution de i_{fd} (f) Evolution de i_{kd} et i_{kq}

(g) Evolution de v_{C1} et v_{C2} (h) Evolution de i_{C1} et i_{C2} (i) Evolution de U_{ML} et U_{MR}

(j) Evolution de U_{AL} (k) Evolution de U_B (l) Evolution de U_D

FIG. 4.11 – Résultats de simulations lorsque la source est une génératrice synchrone



(a) Evolution de X_M (b) Evolution de P_A (c) Evolution de P_E

(d) Evolution de N_{Vt} (e) Evolution de i_{fd} (f) Evolution de i_{kd}

(g) Evolution de v_{C1} (h) Evolution de Q_A et Q_E (i) Evolution de U_{ML}

(j) Evolution de U_{AL} (k) Evolution de U_B (l) Evolution de U_D

FIG. 4.12 – Comparaison entre des correcteurs linéaire et non linéaire de type PI - Source : génératrice synchrone

Chapitre 5

Commande avec observateurs des systèmes VSC-HVDC

Nous allons, dans ce chapitre, étudier la reconstruction de l'état du système, et ce pour pouvoir utiliser en pratique la commande qui a été auparavant synthétisée. Les observateurs que nous proposerons, prendront en compte les retards de mesures et seront basés sur plusieurs modèles approchés des éléments du système. Cela permettra une décentralisation des lois de commande. Celle-ci est essentielle du fait que la source de puissance et la charge sont situées, géographiquement, de part et d'autre d'une ligne de transmission (nous avons deux systèmes de commande et de mesure).
La synthèse des observateurs et leur association avec la commande seront validées par des simulations et étendues à deux configurations de systèmes multiterminaux.

5.1 Formulation du problème

Dans le chapitre précédent, notre objectif était l'étude de la stabilisation des systèmes VSC-HVDC. Pour ce faire, nous avons considéré que la source de puissance pouvait être soit un bus infini, soit une génératrice synchrone, et nous avons synthétisé des lois de commande permettant la régulation des puissances réactives de la charge et de la source, celle de la puissance active de la charge, celle de la tension du condensateur 1 ainsi que celles de la vitesse angulaire du rotor et de la norme de la tension terminale lorsque la source de puissance était une génératrice synchrone. Toute cette étude a été basée sur l'hypothèse que l'état du système était parfaitement connu à chaque instant.
La ligne de transmission est caractérisée par un modèle de dimension importante, et ce afin de modéliser au mieux ses fréquences de résonance. Ainsi, pour stabiliser les systèmes VSC-HVDC, nous avons considéré que nous disposions d'un nombre conséquent de capteurs (autant qu'il y a de variables d'état) et il devient donc primordial, pour

rendre utilisable la commande, de mener une étude sur la reconstruction de l'état du système.
Par ailleurs, il est important de noter que, pour calculer les entrées de commande, nous avons aussi supposé que les informations étaient centralisées au niveau d'un superviseur. Les objectifs de commande concernent des sorties qui se situent de part et d'autre de la ligne de transmission. De ce fait, il est essentiel de mener conjointement une étude qui conduit à la décentralisation des lois de commande.
Ainsi dans ce chapitre, nous avons deux objectifs : d'une part il s'agit d'étudier la reconstruction de l'état du système, et d'autre part nous voulons décentraliser les lois de commande.
Pour parvenir à nos fins, nous devons prendre en considération deux types de problème. Tout d'abord, les lignes de transmissions sont de longueurs considérables (plusieurs centaines de kilomètres) et par conséquent il est important de tenir compte, dans la synthèse des observateurs, des éventuels retards de communication dus à l'acheminement des mesures. Le deuxième problème que nous devons résoudre, consiste à se demander comment du point vue de la source de puissance, le comportement dynamique de la charge peut être approché (et inversement du point de vue de la charge). Ces approximations conduisent à la décentralisation des lois de commande mais nécessitent une réflexion conséquente. En effet, le retard sur les informations est une source d'instabilité pour le système en boucle fermée.

La formulation générale du problème étudié, ainsi que la méthodologie utilisée pour le résoudre, peuvent être résumées par la figure 5.1. Dans celle-ci, nous pouvons voir que nous partons d'un modèle de simulation Σ, qui est l'interconnexion entre un sous-système Σ_1 (la source), une ligne de transmission et un deuxième sous-système Σ_2 (la charge). Les approximations faites à chaque extrémité de la ligne de transmission nous amènent à définir deux modèles de commande (Σ_{c1} et Σ_{c2}), et deux modèles d'observation (Σ_{o1} et Σ_{o2}), tenant compte, pour leur part, des retards de communication sur les mesures. Les commandes de Σ_1 et Σ_2 sont respectivement calculées à partir des états estimés de Σ_{c1} et Σ_{c2} puis appliquées au système Σ. Elles doivent garantir les objectifs de commande des sous-systèmes qui leur sont associés, et ce en dépit des variations du sous-système, qui se situe géographiquement à l'autre extrémité de la ligne de transmission. Chacun se voit donc mutuellement comme une source de perturbation, estimée par les observateurs.

Dans le chapitre traitant la commande des systèmes VSC-HVDC (chapitre 4), nous avons supposé que le calcul des entrées de commande était instantané. Nous allons, à présent faire l'hypothèse que la détermination de l'état estimé et de ces entrées se fait sur la période d'échantillonnage (cf figure 5.2)

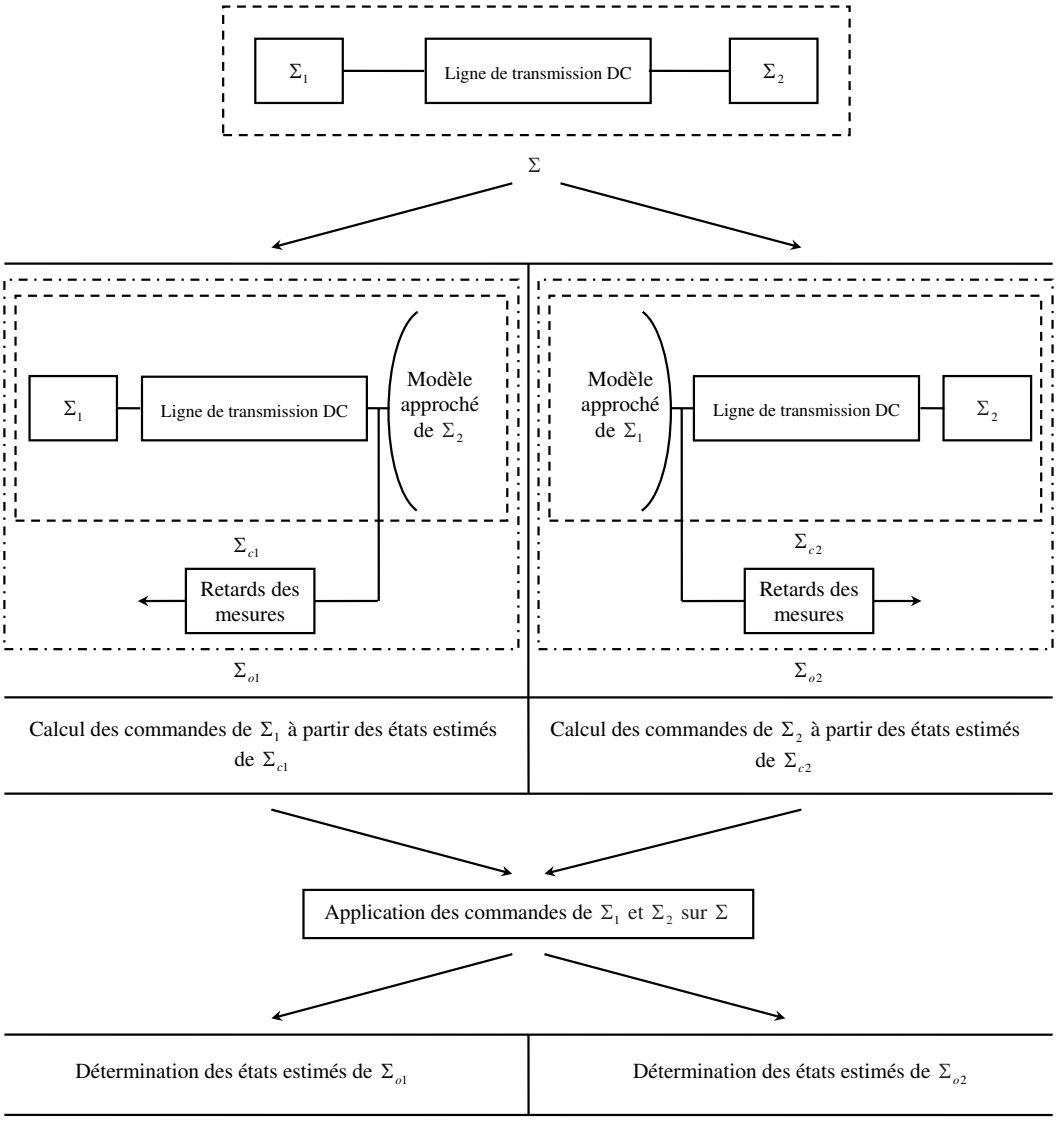


FIG. 5.1 – Formulation du problème étudié

Il est important de préciser que si nous parvenons à réaliser les objectifs que nous nous sommes fixés, nous apportons une contribution majeure aux études menées dans [13, 29]. En effet dans [13], seules l'observation de la ligne de transmission et l'estimation du courant en sortie de ligne sont traitées. Cette étude ne prend pas en compte les dynamiques de la source de puissance et de la charge. Dans [29], la ligne de transmission est représentée par une impédance équivalente et les modèles des génératrices sont linéarisées. Nous pouvons aussi noter qu'aucune de ces études ne considère le retard des mesures et la décentralisation des lois de commande.

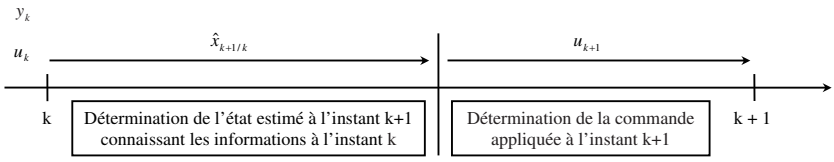


FIG. 5.2 – Hypothèses sur le déroulement des opérations

Nous avons décidé de mener notre recherche en adoptant une démarche originale. Ainsi, pour étudier l'influence des approximations, nous allons tout d'abord considérer que le système VSC-HVDC est réduit à son expression la plus simple, c'est-à-dire une ligne de transmission, deux condensateurs de lissage et deux sources de courant à chaque extrémité de la ligne. Nous allons par la suite compliquer la structure du système jusqu'à aboutir à notre cas d'étude initial, puis à deux configurations de systèmes multiterminaux.

5.2 Observation de la partie continue d'un système VSC-HVDC

Dans cette partie, notre objectif est d'étudier la commande et l'observation de la partie continue d'un système VSC-HVDC. Pour ce faire, nous allons considérer que le système est constitué uniquement d'une ligne de transmission et de deux condensateurs de lissage. De plus, nous allons faire l'approximation que l'entrée et la sortie de la ligne sont des sources de courant (cf figure 5.3).

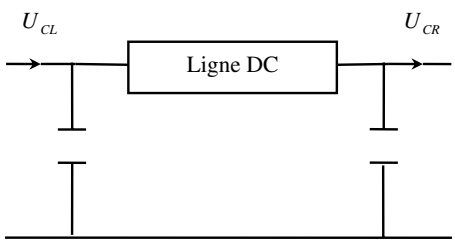


FIG. 5.3 – Représentation de la ligne de transmission

A partir des résultats qui ont été exposés dans le chapitre 3, nous pouvons directement donner une représentation d'état du système. Celle-ci peut s'écrire sous la forme :

$$X_{C_{k+1}} = A_C X_{C_k} + B_{CL_{be}} U_{CL_k} + B_{CR_{be}} U_{CR_k} \tag{5.2.1}$$

Remarque 5.2.1. Du fait que l'entrée et la sortie de la ligne sont des sources de courant, nous avons fait l'approximation que les grandeurs U_{CL} et U_{CR} avaient, chacune, une évolution constante sur la période d'échantillonnage ($B_{Cj_{be}} = B_{Cj_b} + B_{Cj_e}$, $j \in \{L, R\}$).

L'objectif de la commande est d'assurer la régulation de la tension v_{C1} en dépit des variations du courant U_{CR}, qui peuvent être vues dans notre étude comme une source de perturbation.
Partant de ce principe, la loi de commande est donnée par le système d'équations suivant (cf chapitre 4) :

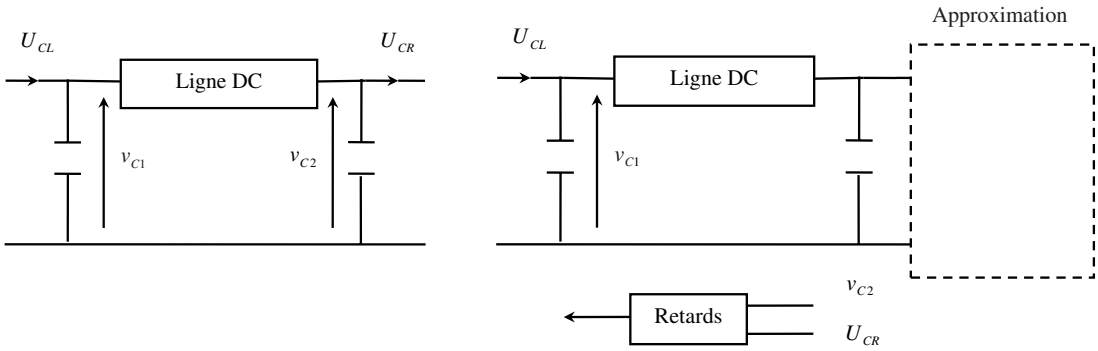
$$\begin{cases} U_{CL_k} & = & (C_{C1}B_{CL_{be}})^{-1}\left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1}A_C X_{C_k} - C_{C1}B_{CR_{be}}U_{CR_k}\right] \\ v_{C1_{wk+1}} & = & v_{C1_k} + K_P\left(v_{C1_{rvk}} - v_{C1_k}\right) \end{cases} \tag{5.2.2}$$

5.2.1 Synthèse de l'observateur

Dans toute synthèse d'observateurs, une des questions préliminaires que nous devons nous poser est : quelles sont les mesures disponibles ? Dans [19], il est précisé que les tensions des deux condensateurs de lissage (v_{C1} et v_{C2}) ainsi que les courants U_{CL} et U_{CR} sont des grandeurs mesurables. Nous utiliserons donc ces mesures dans notre étude (cf figure 5.4(a)).
Du fait que d'une part la stabilisation de la tension v_{C1} suppose que les données sont centralisées au niveau de l'entrée de la ligne de transmission (nous avons une condition sur le courant U_{CL}), et que d'autre part la ligne est de longueur considérable (plusieurs centaines de kilomètres), nous pouvons supposer que les mesures v_{C2} et U_{CR} sont soumises à des retards de communication. Par conséquent, l'observateur doit être capable de reconstruire l'état de la ligne de transmission, les mesures retardées, ainsi que la perturbation U_{CR}. Étant donné que nous ne connaissons pas a priori l'évolution de la perturbation U_{CR}, nous allons synthétiser l'observateur en faisant l'hypothèse que celle-ci est décrite par un modèle d'évolution (cf figure 5.9(b)).

Nous allons, dans un premier temps, déterminer deux modèles pour représenter les retards sur les mesures v_{C2} et U_{CR}. Désignons par "r" le nombre de périodes d'échantillonnage correspondant au retard des mesures. Dans ce qui va suivre nous allons supposer que "r" est un nombre entier connu.

A partir des notations introduites dans la figure 5.5, le retard sur la mesure de la tension



(a) Mesures disponibles (b) Approximation sur la charge

FIG. 5.4 – Observation du système

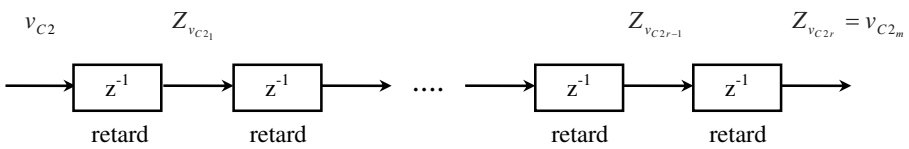


FIG. 5.5 – Modélisation du retard sur la mesure v_{C2}

v_{C2} peut être modélisé par la représentation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} z_{v_{C2_r}} \\ z_{v_{C2_{r-1}}} \\ \vdots \\ z_{v_{C2_2}} \\ z_{v_{C2_1}} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{v_{C2_r}} \\ z_{v_{C2_{r-1}}} \\ \vdots \\ z_{v_{C2_2}} \\ z_{v_{C2_1}} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_{C2_k}$$

$$v_{C2_{mk}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{v_{C2_r}} \\ z_{v_{C2_{r-1}}} \\ \vdots \\ z_{v_{C2_2}} \\ z_{v_{C2_1}} \end{bmatrix}_k$$

Où v_{C2_m} est la mesure retardée de v_{C2}.

Cette représentation d'état peut être ré-écrite sous la forme :

$$\begin{cases} Z_{v_{C2_{rk+1}}} = A_{Z_{v_{C2_r}}} Z_{v_{C2_{rk}}} + B_{Z_{v_{C2_r}}} v_{C2_k} \\ v_{C2_{mk}} = C_{C2m} Z_{v_{C2_{rk}}} \end{cases} \tag{5.2.3}$$

De la même manière, le retard sur la mesure du courant U_{CR} peut être modélisé par une représentation d'état qui s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} Z_{U_{CR_{rk+1}}} & = & A_{Z_{U_{CR_r}}} Z_{U_{CR_{rk}}} + B_{Z_{U_{CR_r}}} U_{CR_k} \\ U_{CR_{mk}} & = & C_{UCRm} Z_{U_{CR_{rk}}} \end{cases} \tag{5.2.4}$$

Où U_{CR_m} est la mesure retardée de U_{CR}.

Nous avons précédemment vu que l'observateur doit être synthétisé en faisant l'hypothèse que la perturbation U_{CR} est décrite par un modèle d'évolution. Il convient alors de se demander comment choisir ce modèle.
D'un point de vue global, nous menons une étude sur le transport d'énergie continue. Ainsi, sous l'hypothèse de stabilité et en négligeant l'effet des convertisseurs (les commutations), les signaux qui se propagent sur la ligne sont des grandeurs constantes (en régime permanent). De ce fait, nous allons considérer que la grandeur U_{CR} est constante au cours du temps, c'est-à-dire que nous avons la relation :

$$U_{CR_{k+1}} \quad = \quad U_{CR_k} \tag{5.2.5}$$

Finalement, le modèle du système utilisé pour la synthèse de l'observateur est le suivant :

$$\begin{cases} \bar{X}_{C_{k+1}} & = & \bar{A}_C \bar{X}_{C_k} + \bar{B}_{CL_{be}} U_{CL_k} \\ y_k & = & \bar{C}_C \bar{X}_{C_k} \end{cases} \tag{5.2.6}$$

Où les grandeurs $\bar{X}_C$ et y, ainsi que les matrices $\bar{A}_C$, $\bar{B}_{CL_{be}}$ et $\bar{C}_C$ sont définies par :

$$\bar{X}_C \quad = \quad \begin{bmatrix} X_C & Z_{U_{CR_r}} & Z_{v_{C2_r}} & U_{CR} \end{bmatrix}^T \qquad y \quad = \quad \begin{bmatrix} v_{C1} & v_{C2m} & U_{CRm} \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{A}_C \quad = \quad \begin{bmatrix} A_C & 0 & 0 & B_{CR_{be}} \\ 0 & A_{Z_{U_{CR_r}}} & 0 & B_{Z_{U_{CR_r}}} \\ B_{Z_{v_{C2_r}}} C_{C2} & 0 & A_{Z_{v_{C2_r}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad \bar{B}_{CL_{be}} \quad = \quad \begin{bmatrix} B_{CL_{be}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C}_C \quad = \quad \begin{bmatrix} C_{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{C2m} & 0 \\ 0 & C_{UCRm} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En remarquant que la paire $\left(\bar{C}_C, \bar{A}_C\right)$ est observable, l'état de la ligne de transmission, les mesures retardées ainsi que la perturbation en bout de ligne peuvent être reconstruits

par un observateur de type Kalman dont les équations sont [2] :

$$\begin{cases} \bar{K}_{oC} & = & \bar{A}_C\bar{\Sigma}_C\bar{C}_C^T\left(\bar{C}_C\bar{\Sigma}_C\bar{C}_C^T+\bar{R}_C\right)^{-1} \\ \hat{\bar{X}}_{C_{k+1|k}} & = & \bar{A}_C\hat{\bar{X}}_{C_{k|k-1}}+\bar{B}_{CL_{be}}U_{CL_k}+\bar{K}_{oC}\left(y_k-\bar{C}_C\hat{\bar{X}}_{C_{k|k-1}}\right) \\ \bar{\Sigma}_C & = & \bar{A}_C\bar{\Sigma}_C\bar{A}_C^T-\bar{A}_C\bar{\Sigma}_C\bar{C}_C^T\left(\bar{C}_C\bar{\Sigma}_C\bar{C}_C^T+\bar{R}_C\right)^{-1}\bar{C}_C\bar{\Sigma}_C\bar{A}_C^T+\bar{G}_C\bar{Q}_C\bar{G}_C^T \end{cases} \tag{5.2.7}$$

Où :

$$\hat{\bar{X}}_C = \left[\begin{array}{cccc} \hat{X}_C & \hat{Z}_{U_{CR_r}} & \hat{Z}_{v_{C2_r}} & \hat{U}_{CR} \end{array}\right]^T$$

Et $\bar{R}_C$, $\bar{Q}_C$ et $\bar{G}_C$ sont choisies comme étant des matrices diagonales.

Remarque 5.2.2. Il n'est pas obligatoire que les gains $\bar{K}_{oC}$ et $\bar{\Sigma}_C$ restent constants au cours du temps. Au lieu de considérer l'équation de Riccati algébrique d'inconnue $\bar{\Sigma}_C$, nous aurions pu choisir sa version différentielle (récurrente).

L'observateur, décrit par les équations (5.2.7), sera, dans la suite du rapport, nommé **OHCC** (pour **Observateur** basé sur l'**Hypothèse** d'un **Courant Constant** à droite de la ligne).

En appliquant le principe de séparation et à partir du système d'équations (5.2.2), la loi de commande qui permet la régulation de la tension v_{C1} est alors donnée par la relation :

$$\begin{cases} v_{C1_{wk+1}} & = & C_{C1}\hat{X}_{C_{k|k-1}}+K_P\left(v_{C1_{rvk}}-C_{C1}\hat{X}_{C_{k|k-1}}\right) \\ U_{CL_k} & = & (C_{C1}B_{CL_{be}})^{-1}\left[v_{C1_{wk+1}}-C_{C1}A_C\hat{X}_{C_{k|k-1}}-C_{C1}B_{CR_{be}}\hat{U}_{CR_k}\right] \end{cases} \tag{5.2.8}$$

Nous pouvons vérifier en simulation que la dynamique interne est bien stable.

5.2.2 Sensibilité de la sortie v_{C1} vis-à-vis de la perturbation U_{CR}

Afin de valider la synthèse de la commande et de mieux comprendre les futurs résultats de simulations, il est intéressant d'étudier l'influence de la perturbation U_{CR} sur la sortie à réguler v_{C1}.
Pour ce faire, nous allons déterminer la représentation d'état du système rebouclé par la commande et étudier le diagramme de Bode de la fonction de sensibilité correspondant au transfert entre la sortie v_{C1} et la perturbation U_{CR}.

Soient les matrices $\bar{K}_{CC}$ et $\bar{K}_{Crv}$ définies par :

$$\begin{cases} \bar{K}_{cC} & = & -\left(C_{C1}B_{CL_{be}}\right)^{-1}\left(\left[(1-K_P)\,C_{C1}-C_{C1}A_C\right]\bar{C}_{C_X}-C_{C1}B_{CR_{be}}\bar{C}_{C_U}\right) \\ \bar{K}_{crv} & = & \left(C_{C1}B_{CL_{be}}\right)^{-1}K_P \end{cases}$$

Avec :

$$\widehat{X}_{C_k} = \bar{C}_{C_X}\widehat{\bar{X}}_{C_k} \qquad \widehat{U}_{CR_k} = \bar{C}_{C_U}\widehat{\bar{X}}_{C_k}$$

A partir des équations (5.2.7) et (5.2.8), une représentation d'état du correcteur est donnée par :

$$\begin{cases} \widehat{\bar{X}}_{C_{k+1}} = \widehat{\bar{A}}_C\widehat{\bar{X}}_{C_k} + \widehat{\bar{B}}_{C_r}v_{C1_{rvk}} + \widehat{\bar{B}}_{C_y}y_k \\ U_{CL_k} = -\bar{K}_{cC}\widehat{\bar{X}}_{C_k} + \bar{K}_{crv}v_{C1_{rvk}} \end{cases} \tag{5.2.9}$$

Avec :

$$\widehat{\bar{A}}_C = \bar{A}_C - \bar{K}_{oC}\bar{C}_C - \bar{B}_{CL_{be}}\bar{K}_{cC} \qquad \widehat{\bar{B}}_{C_r} = \bar{B}_{CL_{be}}\bar{K}_{crv} \qquad \widehat{\bar{B}}_{C_y} = \bar{K}_{oC}$$

Les équations (5.2.1), (5.2.3), (5.2.4) et (5.2.9) nous permettent donc d'écrire :

$$\begin{cases} X_{\widehat{\bar{C}}C_{k+1}} = A_{\widehat{\bar{C}}C}X_{\widehat{\bar{C}}C_k} + B_{\widehat{\bar{C}}C_r}v_{C1_{rvk}} + B_{\widehat{\bar{C}}C_y}y_k + B_{\widehat{\bar{C}}C_p}U_{CR_k} \\ y_k = C_{\widehat{\bar{C}}C}X_{\widehat{\bar{C}}C_k} \end{cases} \tag{5.2.10}$$

Avec :

$$X_{\widehat{\bar{C}}C} = \begin{bmatrix} \widehat{\bar{X}}_C & X_C & Z_{v_{C2_r}} & Z_{U_{CR_r}} \end{bmatrix}^T$$

$$A_{\widehat{\bar{C}}C} = \begin{bmatrix} \widehat{\bar{A}}_C & 0 & 0 & 0 \\ -B_{CL_{be}}\bar{K}_{cC} & A_C & 0 & 0 \\ 0 & B_{Z_{v_{C2_r}}} & A_{Z_{v_{C2_r}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{Z_{U_{CR_r}}} \end{bmatrix} \qquad B_{\widehat{\bar{C}}C_r} = \begin{bmatrix} \widehat{\bar{B}}_{C_r} \\ B_{CL_{be}}\bar{K}_{crv} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{\widehat{\bar{C}}C_y} = \begin{bmatrix} \widehat{\bar{B}}_{C_y} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad B_{\widehat{\bar{C}}C_p} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_{CR_{be}} \\ 0 \\ B_{Z_{U_{CR_r}}} \end{bmatrix} \qquad C_{\widehat{\bar{C}}C} = \begin{bmatrix} 0 & C_{C1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{C2m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{UCRm} \end{bmatrix}$$

A partir de l'équation (5.2.10), le système en boucle fermée s'écrit alors sous la forme :

$$\begin{cases} X_{\widehat{\bar{C}}C_{k+1}} = \left(A_{\widehat{\bar{C}}C} + B_{\widehat{\bar{C}}C_y}C_{\widehat{\bar{C}}C}\right)X_{\widehat{\bar{C}}C_k} + B_{\widehat{\bar{C}}C_r}v_{C1_{rvk}} + B_{\widehat{\bar{C}}C_p}U_{CR_k} \\ v_{C1_k} = C_{\widehat{\bar{C}}C_1}X_{\widehat{\bar{C}}C_k} \end{cases} \tag{5.2.11}$$

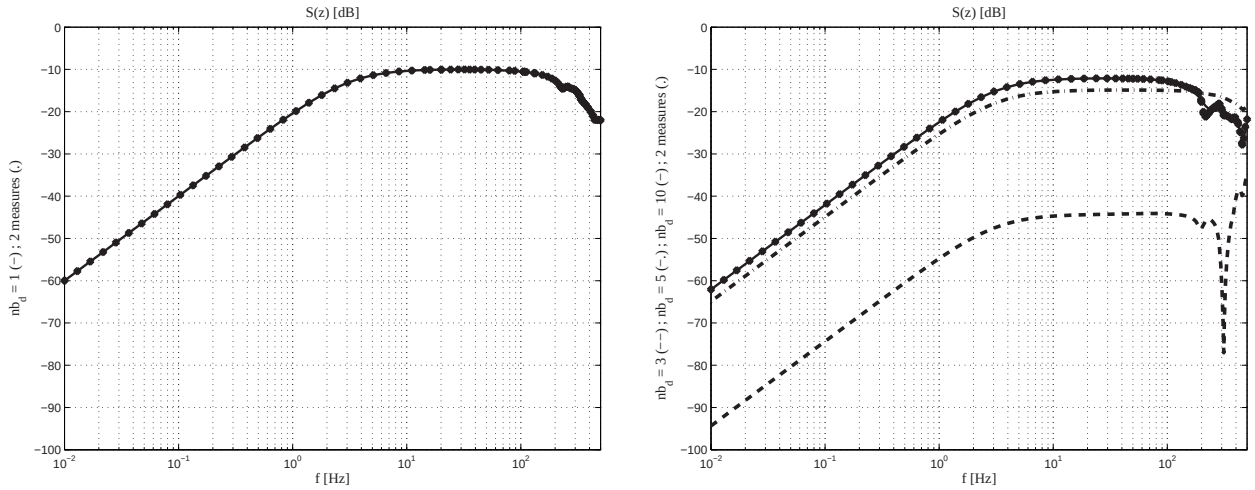
Où $C_{\widehat{\bar{C}}C_1}$ est la première ligne de $C_{\widehat{\bar{C}}C}$.

Les figures 5.6(a) et 5.6(b) nous montrent le diagramme de bode de la fonction de sensibilité correspondant au transfert entre la sortie v_{C1} et la perturbation U_{CR}, c'est-à-dire $S(z) = C_{\hat{\bar{C}}C_1}\left(zI - \left(A_{\hat{\bar{C}}C} + B_{\hat{\bar{C}}C_y}C_{\hat{\bar{C}}C}\right)\right)^{-1} B_{\hat{\bar{C}}C_p}$, pour des longueurs de ligne de 100 et 500 km et différents retards de mesures.
Le choix de ces longueurs de ligne est motivé par le fait que dans le cas d'une ligne de 500 km, le temps de propagation des transitoires est suffisamment important (environ 4 ms soit 4 échantillons) pour que des retards de mesures différents, provoquent une grande disparité des résultats du point de vue de la fonction de sensibilité S(z), alors que dans le cas d'une ligne de 100 km, la tension v_{C1} dépend directement de la perturbation U_{CR} et par conséquent la fonction de sensibilité ne dépend pas (ou peu) des retards de mesures.

Dans la figure 5.6(a), les résultats correspondant à un retard de 1 échantillon sur les mesures v_{C2} et U_{CR} sont montrés par un trait continu et ceux correspondant à la synthèse d'un observateur utilisant uniquement 2 mesures (U_{CL} et v_{C1}) sont montrés par des points. Nous rappelons que l'observateur qui a été synthétisé dans ce paragraphe se base sur les mesures (U_{CL}, v_{C1}, v_{C2m} : mesure retardée de v_{C2} et U_{CRm} : mesure retardée de U_{CR}).

Dans la figure 5.6(b), les résultats correspondant à un retard de 3 échantillons sur les mesures v_{C2} et U_{CR} sont montrés par un trait pointillé, ceux correspondant à un retard de 5 échantillons sont montrés par un trait (-.), ceux correspondant à un retard de 10 échantillons sont montrés par un trait continu, enfin ceux correspondant à la synthèse d'un observateur utilisant uniquement 2 mesures sont montrés par des points.

Les figures 5.6(a) et 5.6(b), nous permettent de voir que lorsque le retard des mesures est supérieur au temps de propagation de la ligne de transmission, il est inutile de considérer 4 mesures pour la synthèse de l'observateur puisque les fonctions de sensibilité sont "quasi-identiques" à celles obtenues lorsque l'on considère un observateur se basant sur 2 mesures. Nous pouvons aussi constater que l'effet de la perturbation sur la régulation de la tension v_{C1} devient négligeable lorsque les retards des mesures sont inférieurs au temps de propagation (cf ligne de 500 km).
Par ailleurs, les résultats nous laissent penser que les transitoires de la tension v_{C1} dans le cas d'une ligne de 100 km avec un retard de mesure de 1 échantillon (ou plus) doivent être comparables à ceux d'une ligne de 500 km avec un retard de mesure de 10 échantillons (ou tout au moins un retard de mesure important devant le temps de propagation d'une ligne de 500 km), puisque les fonctions de sensibilité sont similaires (cela peut aussi être vérifié sur le diagramme représentant la phase de la fonction de sensibilité).



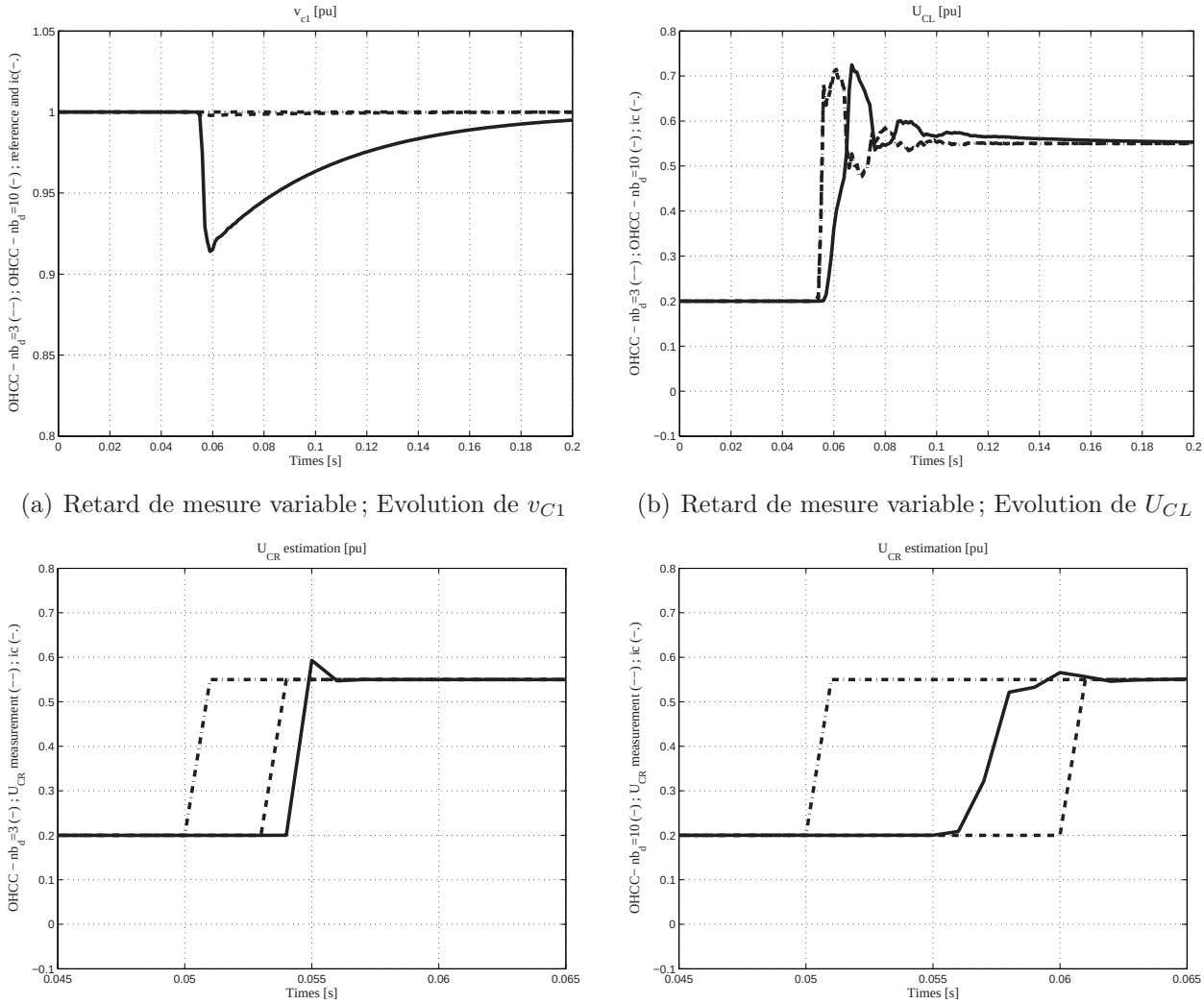
(a) l = 100 km (b) l = 500 km

FIG. 5.6 – Amplitude de la fonction de sensibilité S(z)

5.2.3 Résultats de simulations

Des essais ont été réalisés afin de valider en simulation la synthèse de l'observateur de Kalman.
Pour ce faire, nous avons considéré une ligne de transmission de longueur l = 500 km et nous avons étudié l'impact du retard des mesures sur la régulation de la tension v_{C1}, suite à un échelon du courant U_{CR}.

Les figures 5.7(a) et 5.7(b) nous montrent les évolutions de la tension v_{C1} et du courant U_{CL} suivant la valeur des retards de mesure.
Dans ces figures, les résultats correspondant à un retard de mesure de 3 échantillons sont montrés par des traits pointillés, ceux correspondant à un retard de mesure de 10 échantillons sont montrés par des traits continus, enfin ceux correspondant au cas idéal où l'état de la ligne de transmission et le courant U_{CR} sont connus à tout instant, sont montrés par des traits (-.).
Nous pouvons constater que plus la valeur des retards de mesure augmente, plus la tension v_{c1} a des transitoires importants. Par ailleurs, nous pouvons aussi noter que lorsque les retards de mesure sont inférieurs au temps de propagation de la ligne (par exemple avec r=3), la tension v_{C1} ainsi que le courant U_{CL} sont quasi-confondus avec les grandeurs obtenues dans le cas idéal où toutes les mesures sont connues instantanément.
Ces résultats concordent bien avec ceux qui ont été obtenus dans l'étude de la sensibilité de la sortie v_{C1} vis-à-vis de la perturbation U_{CR}.



(a) Retard de mesure variable ; Evolution de v_{C1}

(b) Retard de mesure variable ; Evolution de U_{CL}

(c) r=3 ; Estimation de U_{CR}

(d) r=10 ; Estimation de U_{CR}

FIG. 5.7 – Résultats des simulations pour une ligne de 500 km

Dans les figures 5.7(c) et 5.7(d), nous pouvons observer l'évolution de l'estimation du courant U_{CR} (trait continu) suivant les retards de mesure.
Nous pouvons constater que lorsque le retard de mesure est supérieur au temps de propagation de la ligne (r=10), l'évolution réelle de la perturbation est quasi-estimée avant que sa mesure arrive. Ce phénomène s'explique par le fait que l'effet de la perturbation s'est propagé le long la ligne jusqu'à induire un transitoire sur la tension v_{C1}. C'est ce transitoire qui provoque la "réaction" de l'observateur de Kalman (la tension v_{C1} est aussi une mesure pour l'observateur).

Bien que les résultats ne soient pas présentés, il est important de noter que nous avons aussi vérifié que les transitoires de la tension v_{C1} dans le cas d'une ligne de 100 km avec

un retard de mesure de 1 échantillon sont similaires à ceux d'une ligne de 500 km avec un retard de mesure de 10 échantillons (cf analyse de la fonction de sensibilité).

5.2.4 Conclusions

L'objectif de cette étude était de faire la synthèse d'une loi de commande et d'un observateur prenant en compte des retards de communication sur les mesures, afin d'assurer la régulation de la tension v_{C1} (tension du bus continu) et de rejeter au mieux les transitoires provoqués par les variations du courant U_{CR} (perturbation pour notre système). La simplicité du système et surtout sa linéarité nous ont permis de faire une étude approfondie de la sensibilité de la sortie à réguler vis-à-vis de la perturbation et de montrer que, lorsque le retard des mesures est inférieur au temps de propagation de la ligne de transmission, il est possible de réaliser une régulation "quasi-parfaite" de la tension v_{C1}. Ces résultats ont été validés en simulation.

5.3 La charge est vue comme une source de puissance

La section précédente avait pour objectif d'étudier l'observation de la ligne de transmission lorsque nous faisons l'hypothèse que la charge est vue comme une source de courant. Afin de généraliser les résultats qui ont été obtenus, il convient à présent de se placer dans un cas d'étude un peu plus réaliste. Pour cela, nous allons considérer que la charge est une source de puissance, c'est-à-dire l'idéalisation d'une régulation de puissance (cf figure 5.8).

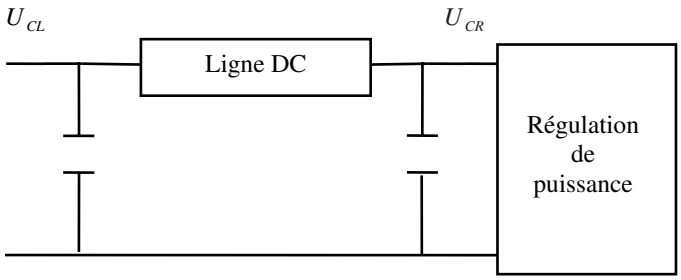


FIG. 5.8 – Ligne de transmission - la charge est une régulation de puissance

Dans ce qui va suivre, nous allons supposer que la source de puissance est autonome et qu'elle est donnée par un modèle connu que nous choisissons du premier ordre.

Ce modèle peut être décrit par la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} X_{P_{2c_{k+1}}} & = & A_{P_{2c}} X_{P_{2c_{k+1}}} + B_{P_{2c}} P_{2c0} \\ P_{2c_k} & = & C_{P_{2c}} X_{P_{2c_k}} \end{cases} \tag{5.3.1}$$

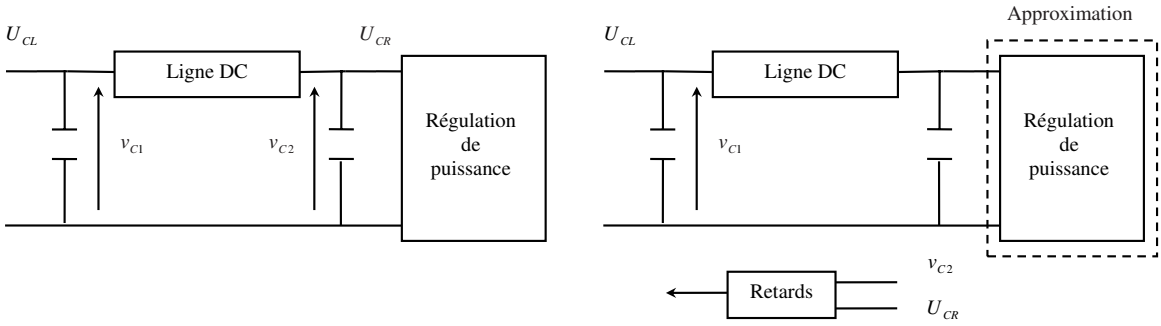
Où P_{2c0} est la consigne de puissance et P_{2c} est la puissance à droite de la ligne de transmission.

Le courant en sortie de la ligne de transmission (U_{CR}) et la puissance à droite de la ligne sont alors liés par la relation :

$$P_{2c_k} = U_{CR_k} v_{C2_k} \tag{5.3.2}$$

5.3.1 Commande et observation de la ligne de transmission

Dans cette partie nous allons traiter la commande de la ligne de transmission. Nous rappelons que notre objectif est encore la régulation la tension v_{C1} en dépit des variations de la puissance à droite de la ligne (P_{2c}). Nous supposerons de nouveau que les mesures disponibles sont les tensions des condensateurs 1 et 2, ainsi que les courants U_{CL} et U_{CR} (cf figure 5.9(a)). Nous ferons aussi l'hypothèse que les mesures arrivent avec un certain retard et nous synthétiserons deux observateurs permettant les reconstructions de l'état de la ligne, des mesures retardées et de la perturbation P_{2c}. Ces observateurs seront basés sur un modèle approché de la charge (cf figure 5.9(b)).



(a) Mesures disponibles (b) Approximation sur la charge

FIG. 5.9 – Observation du système

Une première approximation : la puissance est constante à droite de la ligne

Dans notre étude, nous avons supposé que la charge était modélisée par l'idéalisation d'une régulation de puissance. Ainsi, si nous faisons l'hypothèse que cette régulation

est stable, la puissance délivrée en régime permanent sera constante. De ce fait, une première approximation de la perturbation P_{2c} peut consister à considérer qu'elle est constante au cours du temps.

Partant de ce principe, la relation courant - puissance, sur laquelle l'observateur sera basé, est :

$$U_{CR_k} v_{C2_k} = P_{2c_k} = P_{2c0_k} \tag{5.3.3}$$

Avec :

$$P_{2c0_{k+1}} = P_{2c0_k} \tag{5.3.4}$$

Finalement, à partir des équations (5.2.1), (5.2.1), (5.2.3), (5.2.4), (5.3.3) et (5.3.4), le modèle du système utilisé pour la synthèse de l'observateur est le suivant :

$$\begin{cases} \bar{X}_{C_{k+1}} = F\left(\bar{X}_{C_k}\right) + \bar{B}_{CL_{be}} U_{CL_k} \\ y_k = \bar{C}_C \bar{X}_{C_k} \end{cases} \tag{5.3.5}$$

Où :

$$\bar{X}_C = \begin{bmatrix} X_C & Z_{U_{CR_r}} & Z_{v_{C2_r}} & P_{2c0} \end{bmatrix}^T \qquad y = \begin{bmatrix} v_{C1} & v_{C2m} & U_{CRm} \end{bmatrix}^T$$

$$F\left(\bar{X}_{C_k}\right) = \begin{bmatrix} A_C & 0 & 0 & \dfrac{B_{CR_{be}}}{v_{C2_k}} \\ 0 & A_{Z_{U_{CR_r}}} & 0 & \dfrac{B_{Z_{U_{CR_r}}}}{v_{C2_k}} \\ B_{Z_{v_{C2_r}}} C_{C2} & 0 & A_{Z_{v_{C2_r}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_C \\ Z_{U_{CR_r}} \\ Z_{v_{C2_r}} \\ P_{2c0} \end{bmatrix}_k \qquad \bar{B}_{CL_{be}} = \begin{bmatrix} B_{CL_{be}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C}_C = \begin{bmatrix} C_{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{C2m} & 0 \\ 0 & C_{UCRm} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En supposant que le système (5.3.5) est "suffisamment" observable, nous pouvons synthétiser un observateur de Kalman étendu pour reconstruire son état.

Ses équations sont données par :

$$\begin{cases} \bar{K}_{oC_k} & = & \bar{\Sigma}_{C_{k|k-1}} \bar{C}_C^T \left(\bar{C}_C \bar{\Sigma}_{C_{k|k-1}} \bar{C}_C^T + \bar{R}_C \right)^{-1} \\ \hat{\bar{X}}_{C_{k|k}} & = & \hat{\bar{X}}_{C_{k|k-1}} + K_{oC_k} \left(y_k - \bar{C}_C \hat{\bar{X}}_{C_{k|k-1}} \right) \\ \bar{\Sigma}_{C_{k|k}} & = & \left(I_{\bar{N}_C} - K_{oC_k} \bar{C}_C \right) \bar{\Sigma}_{C_{k|k-1}} \\ \hat{\bar{X}}_{C_{k+1|k}} & = & F \left(\hat{\bar{X}}_{C_{k|k}} \right) + \bar{B}_{CL_{be}} U_{CL_k} \\ \bar{\Sigma}_{C_{k+1|k}} & = & \bar{\phi}_{C_k} \bar{\Sigma}_{C_{k|k}} \bar{\phi}_{C_k}^T + \bar{Q}_C \end{cases} \tag{5.3.6}$$

Où :

$$\bar{\phi}_{C_k} = \frac{\partial F}{\partial \bar{X}_C}_{|\bar{X}_C = \hat{\bar{X}}_{C_{k|k-1}}}$$

Et :

$$\hat{\bar{X}}_C = \left[\begin{array}{cccc} \hat{X}_C & \hat{Z}_{U_{CR_r}} & \hat{Z}_{v_{C2_r}} & \hat{P}_{2c0} \end{array} \right]^T$$

L'observateur, décrit par les équations (5.3.6), sera par la suite nommé **OHPC** (pour **Observateur** basé sur l'**Hypothèse** d'une **Puissance Constante** à droite de la ligne).

Une seconde approximation : la puissance est variable à droite de la ligne

Une deuxième approximation que l'on peut envisager pour la reconstruction de la perturbation, consiste à considérer que la puissance fournie à droite de la ligne varie au cours du temps suivant le modèle, supposé connu, donné par l'équation (5.3.1). Par ailleurs, du fait que la consigne de puissance P_{2c0} est a priori inconnue, nous allons ainsi faire l'hypothèse qu'elle est constante au cours du temps, c'est-à-dire que nous avons :

$$P_{2c0_{k+1}} = P_{2c0_k} \tag{5.3.7}$$

Ainsi, le modèle du système qui est utilisé pour la synthèse de l'observateur, s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \bar{X}_{C_{k+1}} & = & F \left(\bar{X}_{C_k} \right) + \bar{B}_{CL_{be}} U_{CL_k} \\ y_k & = & \bar{C}_C \bar{X}_{C_k} \end{cases} \tag{5.3.8}$$

Où :

$$\bar{X}_C = \left[\begin{array}{ccccc} X_C & Z_{U_{CR_r}} & Z_{v_{C2_r}} & X_{P_{2c}} & P_{2c0} \end{array} \right]^T \qquad y = \left[\begin{array}{ccc} v_{C1} & v_{C2m} & U_{CRm} \end{array} \right]^T$$

$$F\left(\bar{X}_{C_k}\right) = \begin{bmatrix} A_C & 0 & 0 & \dfrac{B_{CR_{be}}C_{P_{2c}}}{v_{C2_k}} & 0 \\ 0 & A_{Z_{U_{CR_r}}} & 0 & \dfrac{B_{Z_{U_{CR_r}}}C_{P_{2c}}}{v_{C2_k}} & 0 \\ B_{Z_{v_{C2_r}}}C_{C2} & 0 & A_{Z_{v_{C2_r}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{P_{2c}} & B_{P_{2c}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_C \\ Z_{U_{CR_r}} \\ Z_{v_{C2_r}} \\ X_{P_{2c}} \\ P_{2c0} \end{bmatrix}_k$$

$$\bar{B}_{CL_{be}} = \begin{bmatrix} B_{CL_{be}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \bar{C}_C = \begin{bmatrix} C_{C1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{C2m} & 0 & 0 \\ 0 & C_{UCRm} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En supposant que le système (5.3.8) est observable, nous pouvons de nouveau synthétiser un observateur de Kalman étendu pour reconstruire son état.

Cet observateur sera par la suite nommé **OHPV** (pour **Observateur** basé sur l'**Hypothèse** d'une **Puissance Variable** à droite de la ligne)

Finalement, en supposant que le principe de séparation s'applique, nous pouvons obtenir une loi de commande par la relation :

$$\begin{cases} v_{C1_{wk+1}} = C_{C1}\widehat{X}_{C_{k|k-1}} + K_{P_{vc1}}\left(v_{C1_{rvk}} - C_{C1}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}\right) \\ U_{CL_k} = (C_{C1}B_{CL_{be}})^{-1}\left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1}A_C\widehat{X}_{C_{k|k-1}} - C_{C1}B_{CR_{be}}\widehat{\bar{U}}_{CR_{k|k-1}}\right] \end{cases} \tag{5.3.9}$$

Où :

$$\widehat{\bar{U}}_{CR_{k|k-1}} = \begin{cases} \dfrac{\widehat{P}_{2c0_{k|k-1}}}{C_{C2}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}} & \text{si l'observateur est OHPC} \\ \dfrac{C_{P_{2c}}\widehat{X}_{P_{2c_{k|k-1}}}}{C_{C2}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}} & \text{si l'observateur est OHPV} \end{cases} \tag{5.3.10}$$

5.3.2 Comparaison entre les différents observateurs

Par l'intermédiaire de simulations, nous allons à présent étudier le comportement du système rebouclé avec la loi de commande proposée, et plus particulièrement l'influence

de la reconstruction de l'état de la ligne et de la puissance à droite de celle-ci sur la régulation de la tension v_{C1}, qui constitue notre objectif de commande.
Pour ce faire, suite à un échelon de la consigne P_{2c0}, nous allons comparer les évolutions de la tension v_{C1}, du courant U_{CL} et de puissance P_{2c} estimée, suivant le type d'observateur utilisé (OHCC, OHPC et OHPV). Différentes simulations ont ainsi été effectuées en faisant varier le retard des mesures mais aussi les paramètres du modèle de la régulation de puissance.
Toutes les simulations ont été réalisées en considérant que la ligne de transmission avait une longueur de 500 km. De plus, l'observateur basé sur un modèle de régulation de puissance (OHPV) utilise les mêmes paramètres que la régulation effective dans les simulations présentées par la figure 5.10.
Dans chaque figure, les résultats correspondant à l'observateur basé sur l'hypothèse d'un courant constant à droite (OHCC cf section 5.2) sont montrés par des croix, ceux correspondant à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une puissance constante à droite (OHPC) sont montrés par des points, ceux correspondant à l'observateur basé sur un modèle de régulation à droite (OHPV) sont montrés par des traits continus, enfin ceux correspondant au cas idéal où l'état de la ligne ainsi que la puissance P_{2c} sont connus instantanément, sont montrés par des traits pointillés.

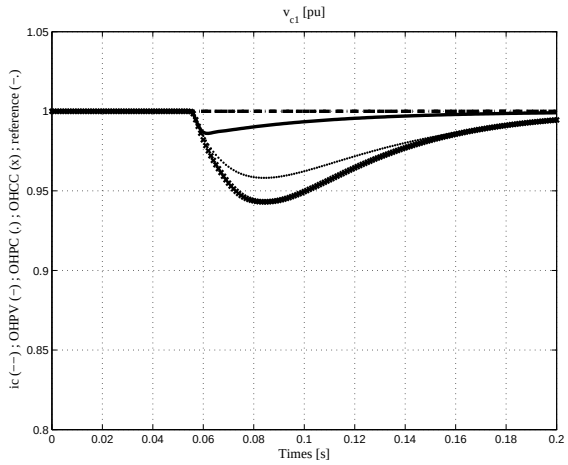
La figure 5.10 fait une comparaison entre les observateurs et montre leur influence sur la régulation de tension v_{C1}, l'évolution du courant U_{CL} et l'estimation de la puissance P_{2c} pour des retards de mesure correspondant à 3 et 10 périodes d'échantillonnage, c'est-à-dire des valeurs inférieures (ou supérieures) au temps de propagation de la ligne (4 échantillons). Comme nous pouvons le voir, l'observateur OHPV permet d'obtenir de meilleures performances, en termes de dépassement, sur la tension v_{C1} et le courant U_{CL} lorsque nous ne disposons pas des mesures à droite de la ligne (r=10). De plus, dans ce cas de figure nous pouvons aussi constater que l'estimation de la puissance P_{2c} est très rapide comparée aux deux autres observateurs. Nous voyons ainsi l'avantage d'avoir un modèle détaillé pour l'estimation de la perturbation.
Lorsque le retard de mesure est inférieur au temps de propagation (r=3), nous pouvons constater que les différents observateurs nous donnent des résultats comparables sur la régulation de la tension v_{C1} et l'évolution du courant U_{CL} mais, nous avons de nouveau une estimation plus rapide de la puissance P_{2c} par l'observateur OHPV.

Les résultats, montrés par la figure 5.11, ont été obtenus lorsque les paramètres de la régulation de puissance sont différents de ceux utilisés par l'observateur OHPV ($A_{P_{2co}} = 0.9 \times A_{P_{2c}}$ et $B_{P_{2co}} = \dfrac{(I - A_{P_{2co}}) \times X_{P_{2c0}}}{P_{2_{c0}}}$, où $X_{P_{2c0}}$ est défini par : $X_{P_{2c0}} = (I - A_{P_{2c}})^{-1} B_{P_{2c}} P_{2_{c0}}$).

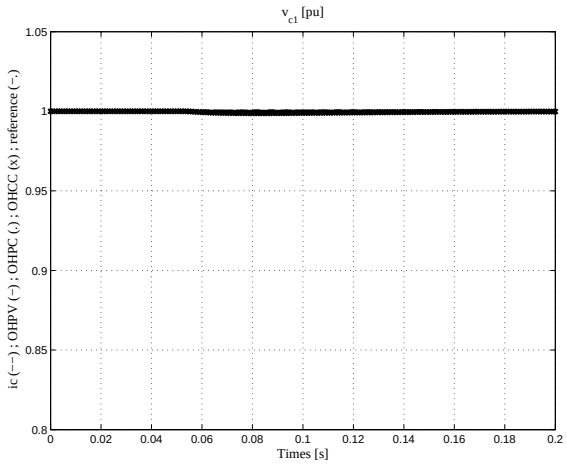
Comme nous pouvons le voir, l'observateur est peu sensible à une variation paramètrique. En effet, lorsque nous ne disposons pas des mesures à droite de la ligne, nous obtenons, par rapport aux résultats présentés dans la figure 5.10, des dépassements un peu plus importants sur la tension v_{C1} et le courant U_{CL} mais, comparé aux observateurs OHCC et OHPC, cet observateur nous permet encore d'obtenir les meilleures performances.

5.3.3 Conclusions

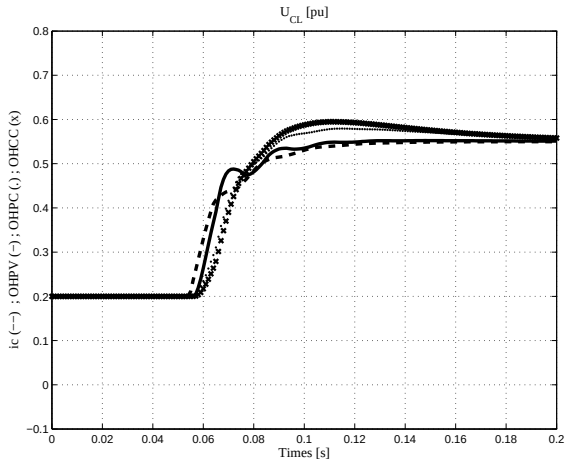
Dans ce paragraphe, nous avons fait la synthèse de trois observateurs dans la cadre d'étude où la charge était modélisée par une source de puissance autonome (idéalisation d'une régulation de puissance). Les simulations nous ont permis de comparer les observateurs et de montrer leur influence sur la régulation de la tension v_{C1}.
Nous avons constaté qu'un observateur basé sur un modèle détaillé de ce qui se passe à droite de la ligne de transmission (OHPV) est peu sensible aux variations paramètriques et permet d'obtenir de meilleurs résultats, en termes de dépassement, sur la régulation de la tension v_{C1}, lorsque nous ne disposons pas des mesures à droite de la ligne de transmission. De plus, nous avons aussi vu que, lorsque ce retard est inférieur au temps de propagation de la ligne de transmission, les trois observateurs (OHCC, OHPC et OHPV) nous donnent des résultats comparables sur la régulation de la tension v_{C1}.



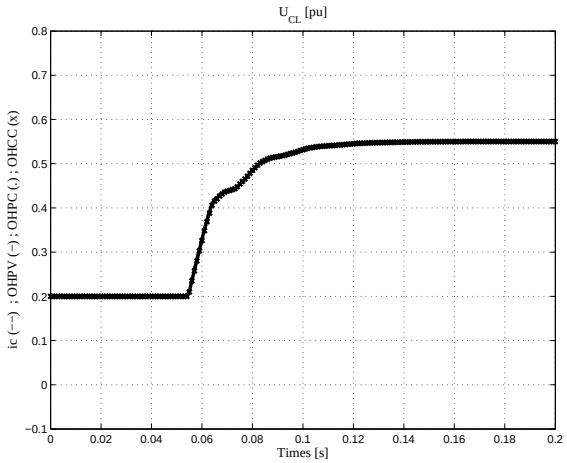
(a) Evolution de v_{C1} ; r = 10



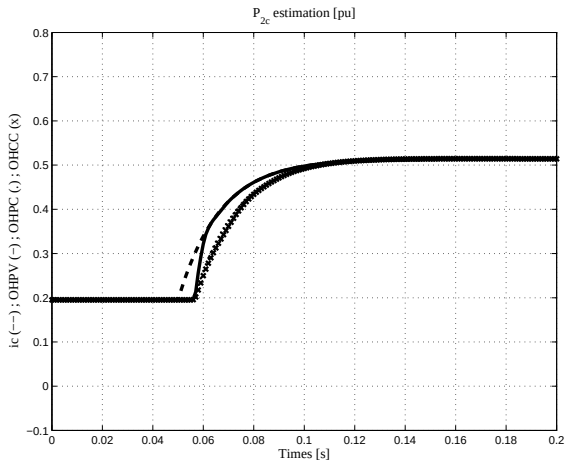
(b) Evolution de v_{C1} ; r = 3



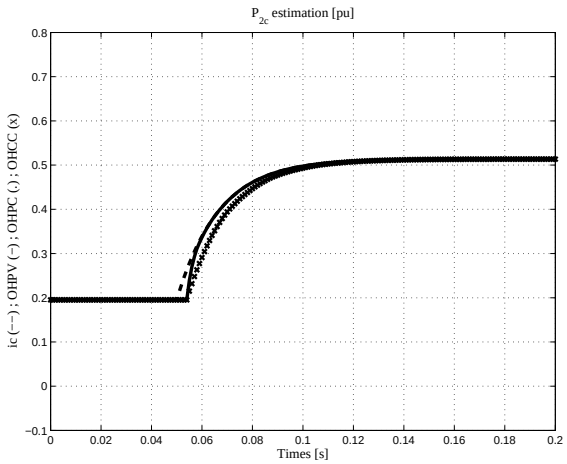
(c) Evolution de U_{CL} ; r = 10



(d) Evolution de U_{CL} ; r = 3

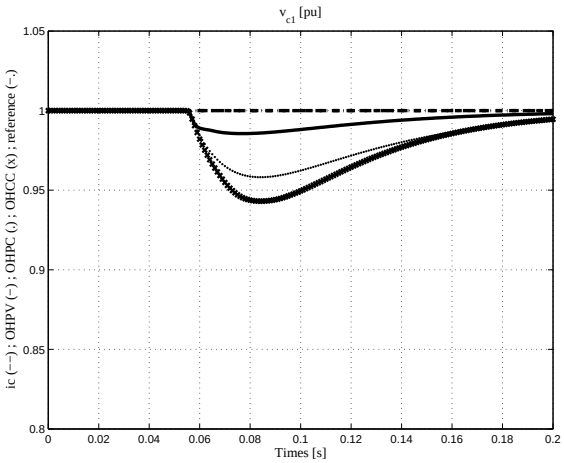


(e) Estimation de P_{2c} ; r = 10

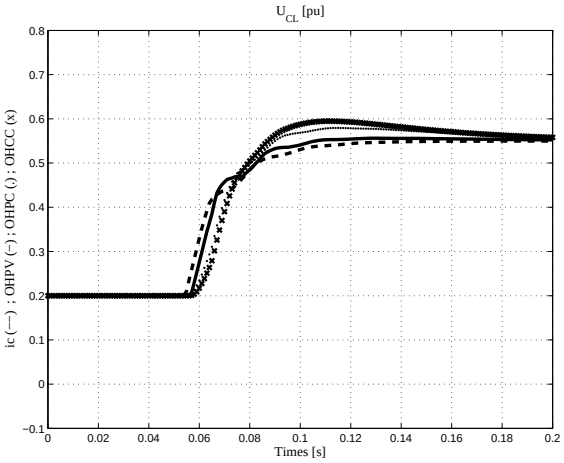


(f) Estimation de P_{2c} ; r = 3

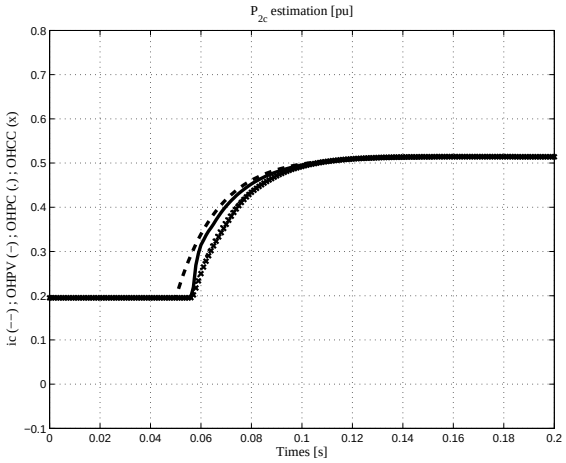
FIG. 5.10 – Résultats de simulation pour une ligne de 500 km



(a) Evolution de v_{C1}



(b) Evolution de U_{CL}



(c) Estimation de P_{2c}

FIG. 5.11 – l = 500 km ; r = 10 ; variation des paramètres de l'observateur OHPV

5.4 La charge est vue comme un système de puissance

Dans cette section, nous allons étudier la commande et l'observation d'un système constitué d'une ligne de transmission, de deux condensateurs de lissage et d'un bus infini connecté à la ligne via un convertisseur (VSC). Nous supposerons que l'entrée de la ligne est une source de courant (cf figure 5.12).

Un modèle mathématique du système peut être donné par des équations dynamiques et des équations algébriques. Celles-ci sont (cf chapitre 3) :

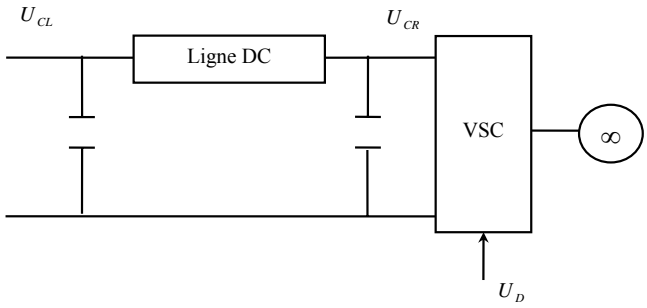


FIG. 5.12 – Définition du système étudié

Equations dynamiques :

$$X_{C_{k+1}} = A_C X_{C_k} + B_{CL_{be}} U_{CL_k} + B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \quad (5.4.1)$$

$$X_{E_{k+1}} = A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_b} U_{EL_{bk}} + B_{EL_e} U_{EL_{ek}} \quad (5.4.2)$$

Equations algébriques :

$$U_{EL_{bk}} = Y_{CR_k} U_{D_k} \qquad U_{CR_{bk}} = Y^T_{EL_k} U_{D_k}$$

$$U_{EL_{ek}} = Y_{CR_{k+1}} U_{D_k} \qquad U_{CR_{ek}} = Y^T_{EL_{k+1}} U_{D_k}$$

Où les grandeurs Y_{CR_k}, $Y_{CR_{k+1}}$, Y_{EL_k} et $Y_{EL_{k+1}}$ sont définies par :

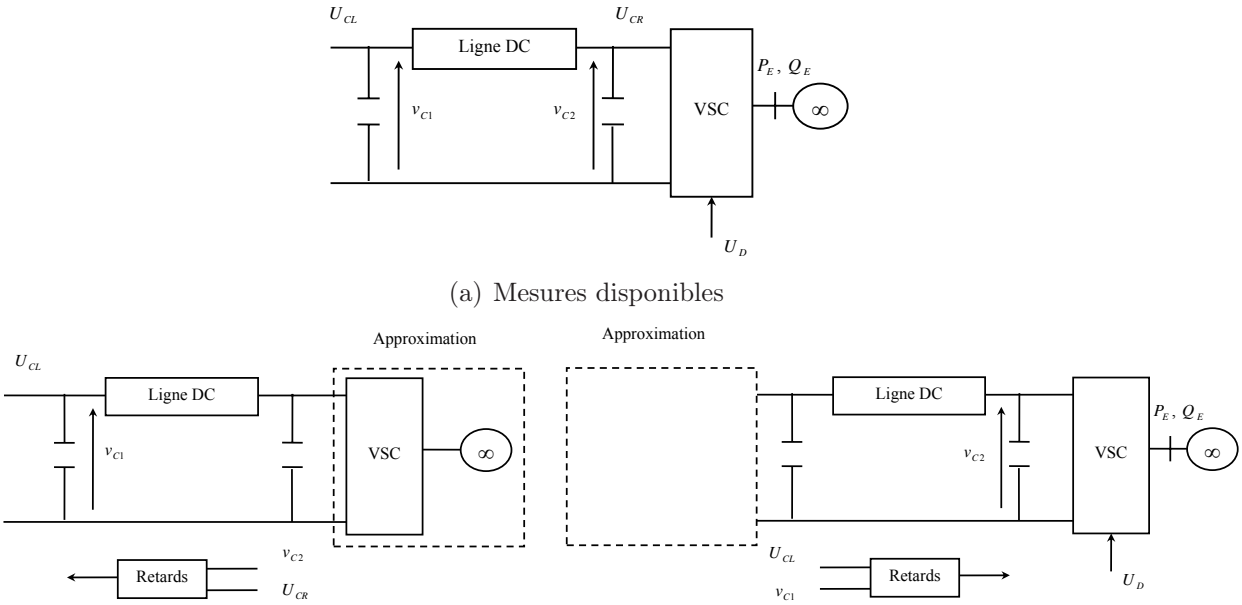
$$Y_{CR_k} = C_{CR} X_{C_k} \qquad Y_{EL_k} = C_{EL} X_{E_k}$$

$$Y_{CR_{k+1}} = C_{CR} X_{C_{k+1}} \qquad Y_{EL_{k+1}} = C_{EL} X_{E_{k+1}}$$

5.4.1 Commande et observation du système

Dans cette partie, nous allons faire la synthèse des lois de commande permettant la régulation de la tension v_{C1} ainsi que la régulation des puissances, active et réactive, du bus infini. Notons que la différence fondamentale par rapport au paragraphe 5.3.1 réside dans le fait que dorénavant, la charge n'est plus vue comme une source de puissance autonome : les régulations intervenant à son niveau dépendent de l'état du système.
Pour traiter l'observation du système, nous supposons que les mesures disponibles sont les tensions des condensateurs 1 et 2 (v_{C1} et v_{C2}), les courants U_{CL} et U_{CR}, ainsi que les puissances du bus infini (P_E et Q_E) (cf figure 5.13(a)).
A ce stade, il est important de faire une précision sur la signification de la mesure U_{CR} car le modèle du système (équation 5.4.2) fait apparaître deux grandeurs : $U_{CR_{bk}}$ et $U_{CR_{ek}}$, qui correspondent respectivement au courant du convertisseur en début et fin de période d'échantillonnage. Mesurer de telles grandeurs est impossible car il est difficile de définir l'instant correspondant à "début" (resp "fin") de période d'échantillonnage.

C'est pour cette raison que nous avons fait l'hypothèse que la mesure du courant du convertisseur à l'instant k est donnée par la relation : $U_{CR_k} = \frac{1}{2}\left(U_{CR_{bk-1}} + U_{CR_{ek-1}}\right)$. Cela signifie que la mesure est prise à un certain moment dans l'intervalle de temps $[(k-1)dt; kdt]$ et que l'on suppose qu'elle correspond à la moyenne des deux grandeurs.



(a) Mesures disponibles

(b) Approximation sur la charge

(c) Approximation sur la source

FIG. 5.13 – Observation du système

Les mesures de la partie droite de la ligne de transmission arrivent avec un retard. Nous nous retrouvons donc dans une configuration où le contrôleur de la tension v_{C1} ne connaît pas instantanément ce qui s'y passe. Par conséquent, l'observateur (à gauche de la ligne) doit être capable de reconstruire l'état de la ligne, celui des mesures retardées, ainsi que la puissance fournie à droite de la ligne.
Pour ce faire, une solution est que celui-ci utilise un modèle approché du convertisseur et du bus infini (cf figure 5.13(b)).
Les entrées de commande du convertisseur permettant d'avoir une régulation rapide des puissances du bus infini, la partie droite de la ligne peut donc être modélisée par une source de puissance, voire de courant si nous faisons l'hypothèse que la tension v_{C2} se stabilise aussi rapidement.
Nous retrouvons donc les cas d'étude des sections 5.2 et 5.3, et par conséquent nous pouvons utiliser leurs résultats pour la synthèse de l'observateur.

De la même manière, les mesures de la partie gauche de la ligne de transmission arrivent aussi avec un retard. Ainsi, l'observateur (à droite de la ligne) va être basé sur un modèle

approché de la source (cf figure 5.13(c)).

Observation à droite de la ligne - Tension constante à gauche

L'objectif de l'entrée de commande U_{CL} est d'assurer la régulation de la tension v_{C1}. Une première approximation peut consister à considérer que la tension v_{C1} est constante au cours du temps (et égale à sa valeur de référence).

L'observateur est donc basé sur la relation :

$$v_{C1_{k+1}} = v_{C1_k} = v_{C1_{rv_k}} \tag{5.4.3}$$

Avec :

$$v_{C1_{rvk+1}} = v_{C1_{rv_k}} \tag{5.4.4}$$

Nous allons, dans un premier temps, étudier ce que l'approximation induit du point de vue de l'expression du courant U_{CL}. D'après le modèle de la ligne de transmission, nous avons :

$$X_{C_{k+1}} = A_C X_{C_k} + B_{CL_{be}} U_{CL_k} + B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \tag{5.4.5}$$

Donc, à partir des équations (5.4.3) à (5.4.5), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} v_{C1_{k+1}} &= C_{C1} X_{C_{k+1}} \\ &= C_{C1} A_C X_{C_k} + C_{C1} B_{CL_{be}} U_{CL_k} + C_{C1} B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + C_{C1} B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \\ &= v_{C1_{rv_k}} \end{aligned}$$

Par conséquent, nous avons :

$$\begin{aligned} U_{CL_k} = (C_{C1} B_{CL_{be}})^{-1} \Big[& -C_{C1} A_C X_{C_k} - C_{C1} B_{CR_b} U_{CR_{b_k}} - C_{C1} B_{CR_e} U_{CR_{e_k}} \cdots \\ & \cdots + v_{C1_{rv_k}} \Big] \end{aligned} \tag{5.4.6}$$

Nous allons à présent injecter cette expression de U_{CL} dans le modèle de la ligne de transmission, de sorte que ce modèle dépende uniquement des variables à droite de la ligne et de la tension $v_{C1_{rv}}$. A partir des équations (5.4.5) et (5.4.6), nous avons :

$$\begin{aligned} X_{C_{k+1}} = & \left[A_C - B_{CL_{be}} (C_{C1} B_{CL_{be}})^{-1} C_{C1} A_C \right] X_{C_k} \cdots \\ & \cdots + \left[B_{CR_b} - B_{CL_{be}} (C_{C1} B_{CL_{be}})^{-1} C_{C1} B_{CR_b} \right] U_{CR_{b_k}} \cdots \\ & \cdots + \left[B_{CR_e} - B_{CL_{be}} (C_{C1} B_{CL_{be}})^{-1} C_{C1} B_{CR_e} \right] U_{CR_{e_k}} \cdots \\ & \cdots + B_{CL_{be}} (C_{C1} B_{CL_{be}})^{-1} v_{C1_{rv_k}} \end{aligned} \tag{5.4.7}$$

Le modèle de la ligne de transmission peut donc s'écrire sous la forme :

$$X_{C_{k+1}} = \bar{A}_C X_{C_k} + \bar{B}_{CR_b} U_{CR_{b_k}} + \bar{B}_{CR_e} U_{CR_{e_k}} + \bar{A}_r v_{C1_{rv_k}} \tag{5.4.8}$$

Avec :

$$\bar{A}_C = A_C - B_{CL_{be}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} A_C \qquad \bar{B}_{CR_b} = B_{CR_b} - B_{CL_{be}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} B_{CR_b}$$

$$\bar{A}_r = B_{CL_{be}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} \qquad \bar{B}_{CR_e} = B_{CR_e} - B_{CL_{be}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} B_{CR_e}$$

Afin de déterminer le modèle de la ligne de transmission qui est utilisé dans la synthèse de l'observateur, nous devons maintenant ré-écrire l'équation (5.4.8) en faisant apparaître les états du système, tous exprimés à l'instant k. A partir des équations (5.4.8) et (5.4.2), ainsi que des équations algébriques du modèle du système, nous avons :

$$\begin{aligned} X_{C_{k+1}} &= \bar{A}_C X_{C_k} + \bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} X_{E_k} + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} \left(A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} \ldots \right. \\ &\quad \ldots + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_b} U_{D_k} C_{CR} X_{C_k} + \left. B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} X_{C_{k+1}} \right) \ldots \\ &\quad \ldots + \bar{A}_r v_{C1_{rv_k}} \end{aligned} \tag{5.4.9}$$

Soit la matrice $\bar{E}_{CR_k}$ définie par :

$$\bar{E}_{CR} = I_C - \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR}$$

L'équation (5.4.9) peut se ré-écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} \bar{E}_{CR} X_{C_{k+1}} &= \left[\bar{A}_C + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} B_{EL_b} U_{D_k} C_{CR}\right] X_{C_k} \ldots \\ &\quad \ldots + \left[\bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} A_E\right] X_{E_k} + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} B_{ER} U_{ER_k} \ldots \\ &\quad \ldots + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + \bar{A}_r v_{C1_{rv_k}} \end{aligned} \tag{5.4.10}$$

Soient les matrices A_{11}^{CE}, A_{14}^{CE}, A_{15}^{CE}, $B_{ER_1}^{CE}$ et $B_{ERN_1}^{CE}$ définies par :

$$A_{11}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \left[\bar{A}_C + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} B_{EL_b} U_{D_k} C_{CR}\right] \qquad B_{ER_1}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} B_{ER}$$

$$A_{15}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \left[\bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} A_E\right] \qquad B_{ERN_1}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} B_{ERN}$$

$$A_{14}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \bar{A}_r$$

A partir de l'équation (5.4.10), nous avons donc :

$$X_{C_{k+1}} = A_{11}^{CE} X_{C_k} + A_{15}^{CE} X_{E_k} + B_{ER_1}^{CE} U_{ER_k} + B_{ERN_1}^{CE} U_{ER_{k+1}} + A_{14}^{CE} v_{C1_{rv_k}} \tag{5.4.11}$$

Nous venons de déterminer le modèle de la ligne de transmission qui est utilisé pour la synthèse de l'observateur. Nous devons à présent nous préoccuper du modèle de la charge. Pour ce faire, nous allons l'exprimer en fonction des états du système et de la tension $v_{C1_{rv}}$. A partir des équations (5.4.8) et (5.4.2), ainsi que des équations algébriques du modèle du système, nous avons :

$$\begin{aligned} X_{E_{k+1}} &= A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_b} U_{D_k} C_{CR} X_{C_k} \ldots \\ &\quad \ldots + B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \left(\bar{A}_C X_{C_k} + \bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} X_{E_k} + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} X_{E_{k+1}} \ldots \right. \end{aligned}$$

$$... + \bar{A}_r v_{C1_{rv_k}}) \tag{5.4.12}$$

Soit la matrice $\bar{E}_{ER}$ définie par :

$$\bar{E}_{ER} = I_E - B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL}$$

L'équation (5.4.12) peut se ré-écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} \bar{E}_{ER} X_{E_{k+1}} &= \left[A_E + B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL}\right] X_{E_k} ... \\ &\quad ... + \left[B_{EL_b} U_{D_k} C_{CR} + B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{A}_C\right] X_{C_k} + B_{ER} U_{ER_k} ... \\ &\quad ... + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{A}_r v_{C1_{rv_k}} \end{aligned} \tag{5.4.13}$$

Soient les matrices A_{51}^{CE}, A_{54}^{CE}, A_{55}^{CE}, $B_{ER_5}^{CE}$ et $B_{ERN_5}^{CE}$ définies par :

$$\begin{aligned} A_{55}^{CE} &= \bar{E}_{ER}^{-1} \left[A_E + B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL}\right] & B_{ER_5}^{CE} &= \bar{E}_{ER}^{-1} B_{ER} \\ A_{51}^{CE} &= \bar{E}_{ER}^{-1} \left[B_{EL_b} U_{D_k} C_{CR} + B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{A}_C\right] & B_{ERN_5}^{CE} &= \bar{E}_{ER}^{-1} B_{ERN} \\ A_{54}^{CE} &= \bar{E}_{ER}^{-1} B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{A}_r \end{aligned}$$

A partir de l'équation (5.4.13), nous avons donc :

$$X_{E_{k+1}} = A_{55}^{CE} X_{E_k} + A_{51}^{CE} X_{C_k} + B_{ER_5}^{CE} U_{ER_k} + B_{ERN_5}^{CE} U_{ER_{k+1}} + A_{54}^{CE} v_{C1_{rv_k}} \tag{5.4.14}$$

Finalement, à partir des équations (5.2.3), (5.2.4), (5.4.4), (5.4.11) et (5.4.14), le modèle du système utilisé pour la synthèse de l'observateur est le suivant :

$$\begin{cases} E^{CE}\left(U_{D_k}\right) \bar{X}_{CE_{k+1}} = A^{CE}\left(U_{D_k}\right) \bar{X}_{CE_k} + B_{ER}^{CE}\left(U_{D_k}\right) U_{ER_k} + B_{ERN}^{CE}\left(U_{D_k}\right) U_{ER_{k+1}} \\ \bar{y}_k = \bar{C}_k^{CE} \bar{X}_{CE_k} \end{cases} \tag{5.4.15}$$

Où :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{CE} &= \begin{bmatrix} X_C & Z_{U_{CLr}} & Z_{v_{C1_r}} & v_{C1_{rv}} & X_E \end{bmatrix}^T \\ \bar{y} &= \begin{bmatrix} v_{C2} & v_{C1m} & U_{CLm} & P_E & Q_E \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

$$E^{CE} = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 & E_{25}^{CE} \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix} \qquad B_{ER}^{CE} = \begin{bmatrix} B_{ER_1}^{CE} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ B_{ER_5}^{CE} \end{bmatrix}$$

$$A^{CE} = \begin{bmatrix} A_{11}^{CE} & 0 & 0 & A_{14}^{CE} & A_{15}^{CE} \\ A_{21}^{CE} & A_{Z_{U_{CL_r}}} & 0 & A_{24}^{CE} & A_{25}^{CE} \\ A_{31}^{CE} & 0 & A_{Z_{v_{C1_r}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ A_{51}^{CE} & 0 & 0 & A_{54}^{CE} & A_{55}^{CE} \end{bmatrix} \qquad B_{ERN}^{CE} = \begin{bmatrix} B_{ERN_1}^{CE} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ B_{ERN_5}^{CE} \end{bmatrix}$$

$$\bar{C}^{CE} = \begin{bmatrix} C_{C2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{C1m} & 0 & 0 \\ 0 & C_{UCLm} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & U_{ER_k}^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{U}_{ER_k}^T \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{aligned} E_{25}^{CE} &= B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} B_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} \\ A_{21}^{CE} &= -B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} A_C \\ A_{24}^{CE} &= B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} \\ A_{25}^{CE} &= -B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} B_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} \\ A_{31}^{CE} &= B_{Z_{v_{C1_r}}} C_{C1} \end{aligned}$$

Et :

$$\bar{U}_{ER_k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} U_{ER_k} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} U_{ER_k} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Remarque 5.4.1. Pour la construction du modèle, il faut se souvenir des deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} Z_{U_{CL_{rk+1}}} &= A_{Z_{U_{CL_r}}} Z_{U_{CL_{rk}}} + B_{Z_{U_{CL_r}}} U_{CL_k} \\ &= ... + B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} \Big[-C_{C1} A_C X_{C_k} - C_{C1} B_{CR_b} U_{CR_{b_k}} ... \\ &\quad ... - C_{C1} B_{CR_e} U_{CR_{e_k}} + v_{C1_{rv_k}} \Big] \\ &= ... + B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} \Big[... - C_{C1} B_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} X_{E_k} ... \end{aligned}$$

$$\ldots -C_{C1}B_{CR_e}U_{D_k}^T C_{EL}X_{E_{k+1}}\ldots]$$

$$Z_{v_{C1_{rk+1}}} = A_{Z_{v_{C1_r}}}Z_{v_{C1_{rk}}} + B_{Z_{v_{C1_r}}}v_{C1_k} = A_{Z_{v_{C1_r}}}Z_{v_{C1_{rk}}} + B_{Z_{v_{C1_r}}}C_{C1}X_{C_k}$$

A tout instant k la matrice E^{CE} est inversible, par conséquent nous pouvons ré-écrire le système (5.4.15) sous la forme :

$$\begin{cases} \bar{X}_{CE_{k+1}} = \bar{A}^{CE}(U_{D_k})\bar{X}_{CE_k} + \bar{B}_{ER}^{CE}(U_{D_k})U_{ER_k} + \bar{B}_{ERN}^{CE}(U_{D_k})U_{ER_{k+1}} \\ \bar{y}_k = \bar{C}_k^{CE}\bar{X}_{CE_k} \end{cases} \tag{5.4.16}$$

Où :

$$\bar{A}^{CE} = (E^{CE})^{-1}A^{CE} \qquad \bar{B}_{ER}^{CE} = (E^{CE})^{-1}B_{ER}^{CE} \qquad \bar{B}_{ERN}^{CE} = (E^{CE})^{-1}B_{ERN}^{CE}$$

En supposant que le système (5.4.16) est observable, nous pouvons utiliser un observateur de Kalman classique (à temps variant) pour reconstruire son état.

Cet observateur sera par la suite nommé **OHTC** (pour **Observateur** basé sur l'**Hypothèse** d'une **Tension Constante** à gauche de la ligne).

Observation à droite de la ligne - Tension variable à gauche

Une seconde approximation que l'on peut envisager, consiste à considérer que la tension v_{C1} varie au cours du temps suivant le modèle connu donné par :

$$\begin{cases} X_{v_{C1_{k+1}}} = A_{v_{C1}}X_{v_{C1_k}} + B_{v_{C1}}v_{C1_{rv_k}} \\ v_{C1_k} = C_{v_{C1}}X_{v_{C1_k}} \end{cases} \tag{5.4.17}$$

Remarque 5.4.2. Dans notre étude, nous supposons que le modèle est du premier ordre.

Du fait que la consigne $v_{C1_{rv}}$ est a priori inconnue, nous allons faire l'hypothèse qu'elle reste constante au cours du temps, c'est-à-dire :

$$v_{C1_{rvk+1}} = v_{C1_{rv_k}} \tag{5.4.18}$$

En appliquant la même démarche que celle présentée dans le cas où la tension était supposée constante au cours du temps, nous allons, dans un premier temps, étudier ce que l'approximation induit du point de vue de l'expression du courant U_{CL}. D'après le modèle de la ligne de transmission et à partir des équations (5.4.17) et (5.4.18) , nous avons :

$$v_{C1_{k+1}} = C_{C1}A_C X_{C_k} + C_{C1}B_{CL_{be}}U_{CL_k} + C_{C1}B_{CR_b}U_{CR_{bk}} + C_{C1}B_{CR_e}U_{CR_{ek}}$$

$$= \quad C_{v_{C1}} A_{v_{C1}} X_{v_{C1_k}} + C_{v_{C1}} B_{v_{C1}} v_{C1_{rv_k}}$$

Par conséquent, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} U_{CL_k} &= (C_{C1} B_{CL_{be}})^{-1} \Big[-C_{C1} A_C X_{C_k} - C_{C1} B_{CR_b} U_{CR_{b_k}} - C_{C1} B_{CR_e} U_{CR_{e_k}} \cdots \\ &\quad \cdots + C_{v_{C1}} A_{v_{C1}} X_{v_{C1_k}} + C_{v_{C1}} B_{v_{C1}} v_{C1_{rv_k}} \Big] \end{aligned} \tag{5.4.19}$$

Du fait que les équations (5.4.6) et (5.4.19) sont très similaires, nous pouvons dire que le modèle du système utilisé pour la synthèse de l'observateur aura la même forme que celui donné dans l'équation (5.4.16). Son expression est :

$$\begin{cases} E^{CE}(U_{D_k}) \bar{X}_{CE_{k+1}} &= A^{CE}(U_{D_k}) \bar{X}_{CE_k} + B^{CE}_{ER}(U_{D_k}) U_{ER_k} + B^{CE}_{ERN}(U_{D_k}) U_{ER_{k+1}} \\ \bar{y}_k &= \bar{C}_k^{CE} \bar{X}_{CE_k} \end{cases} \tag{5.4.20}$$

Où :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{CE} &= \begin{bmatrix} X_C & Z_{U_{CL_r}} & Z_{v_{C1_r}} & X_{v_{C1}} & v_{C1_{rv}} & X_E \end{bmatrix}^T \\ \bar{y} &= \begin{bmatrix} v_{C2} & v_{C1m} & U_{CLm} & P_E & Q_E \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

$$E^{CE} = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 & 0 & E^{CE}_{26} \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix} \qquad B^{CE}_{ER} = \begin{bmatrix} B^{CE}_{ER_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ B^{CE}_{ER_6} \end{bmatrix}$$

$$A^{CE} = \begin{bmatrix} A^{CE}_{11} & 0 & 0 & A^{CE}_{14} & A^{CE}_{15} & A^{CE}_{16} \\ A^{CE}_{21} & A_{Z_{U_{CL_r}}} & 0 & A^{CE}_{24} & A^{CE}_{25} & A^{CE}_{26} \\ A^{CE}_{31} & 0 & A_{Z_{v_{C1_r}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{v_{C1}} & B_{v_{C1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ A^{CE}_{61} & 0 & 0 & A^{CE}_{64} & A^{CE}_{65} & A^{CE}_{66} \end{bmatrix} \qquad B^{CE}_{ERN} = \begin{bmatrix} B^{CE}_{ERN_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ B^{CE}_{ERN_6} \end{bmatrix}$$

$$\bar{C}^{CE} = \begin{bmatrix} C_{C2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{C1m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{UCLm} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & U^T_{ER_k} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{U}^T_{ER_k} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$E_{26}^{CE} = B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} B_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} \qquad A_{14}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \bar{A}_{v_{C1}}$$

$$A_{15}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \bar{A}_r \qquad A_{16}^{CE} = \bar{E}_{CR}^{-1} \left[\bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} + \bar{B}_{CR_e} U_{D_k}^T C_{EL} A_E\right]$$

$$A_{24}^{CE} = B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{v_{C1}} A_{v_{C1}} \qquad A_{25}^{CE} = B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{v_{C1}} B_{v_{C1}}$$

$$A_{26}^{CE} = -B_{Z_{U_{CL_r}}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{C1} B_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL} \qquad A_{64}^{CE} = \bar{E}_{ER}^{-1} B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{A}_{v_{C1}}$$

$$A_{65}^{CE} = \bar{E}_{ER}^{-1} B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{A}_r \qquad A_{66}^{CE} = \bar{E}_{ER}^{-1} \left[A_E + B_{EL_e} U_{D_k} C_{CR} \bar{B}_{CR_b} U_{D_k}^T C_{EL}\right]$$

$$B_{ER_6}^{CE} = \bar{E}_{ER}^{-1} B_{ER} \qquad B_{ER_6}^{CE} = \bar{E}_{ER}^{-1} B_{ERN}$$

Et :

$$\bar{A}_{v_{C1}} = B_{CL_{be}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{v_{C1}} A_{v_{C1}} \qquad \bar{A}_r = B_{CL_{be}} \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} C_{v_{C1}} B_{v_{C1}}$$

Remarque 5.4.3. Les expressions de $\bar{E}_{ER}$, $\bar{E}_{CR}$, A_{11}^{CE}, A_{21}^{CE}, A_{31}^{CE}, $B_{ER_1}^{CE}$ et $B_{ERN_1}^{CE}$ sont identiques à celles du modèle (5.4.16)

En supposant que le système (5.4.20) est observable, nous pouvons encore utiliser un observateur de Kalman classique pour reconstruire son état. Il sera par la suite nommé **OHTV** (pour **Observateur** basé sur l'**Hypothèse** d'une **Tension Variable** à gauche de la ligne).

Finalement, à partir de l'équation (5.3.9), la loi de commande permettant la régulation de la tension v_{C1} s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} v_{C1_{wk+1}} &= C_{C1} \widehat{X}_{C_{k|k-1}} + K_{P_{vc1}} \left(v_{C1_{rvk}} - C_{C1} \widehat{X}_{C_{k|k-1}}\right) \\ U_{CL_k} &= \left(C_{C1} B_{CL_{be}}\right)^{-1} \left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1} A_C \widehat{X}_{C_{k|k-1}} - C_{C1} B_{CR_{be}} \widehat{\bar{U}}_{CR_{k|k-1}}\right] \end{cases} \tag{5.4.21}$$

Où :

$$\widehat{\bar{U}}_{CR_{k|k-1}} = \begin{cases} \dfrac{\widehat{P}_{2c0_{k|k-1}}}{C_{C2} \widehat{X}_{C_{k|k-1}}} & \text{si l'observateur est OHPC} \\ \dfrac{C_{P_{2c}} \widehat{X}_{P_{2c_{k|k-1}}}}{C_{C2} \widehat{X}_{C_{k|k-1}}} & \text{si l'observateur est OHPV} \\ \widehat{U}_{CR_{k|k-1}} & \text{si l'observateur est OHCC} \end{cases} \tag{5.4.22}$$

De la même manière, à partir des résultats du chapitre 4 et des approximations qui ont été faites, la commande permettant la régulation des puissances du bus infini est donnée par la résolution du système non linéaire :

$$0 = \widehat{Y}_{CRP_{k|k-1}} + C_{CR} \bar{B}_{CR_b} \left(C_{EL} \widehat{X}_{E_{k|k-1}}\right)^T U_{D_k} + C_{CR} \bar{B}_{CR_e} Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k} - Y_{CR_{k+1}}$$

$$
\begin{aligned}
0 &= \widehat{Y}_{ELP_{k|k-1}} + C_{EL}B_{EL_b}\left(C_{CR}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}\right)U_{D_k} + C_{EL}B_{EL_e}Y_{CR_{k+1}}U_{D_k} - Y_{EL_{k+1}} \\
0 &= U^T_{ER_{k+1}}C_{EY}Y_{EL_{k+1}} - P_{Ew_{k+1}} \\
0 &= \bar{U}_{ER_{k+1}}C_{EY}Y_{EL_{k+1}} - Q_{Ew_{k+1}}
\end{aligned}
$$

Avec :

$$
\begin{aligned}
P_{Ew_{k+1}} &= U^T_{ER_k}\widehat{X}_{E_{k|k-1}} + K_{P_{PE}}\left(P_{E_{rvk}} - U^T_{ER_k}\widehat{X}_{E_{k|k-1}}\right) \\
Q_{Ew_{k+1}} &= \bar{U}_{ER_k}\widehat{X}_{E_{k|k-1}} + K_{P_{QE}}\left(Q_{E_{rvk}} - \bar{U}_{ER_k}\widehat{X}_{E_{k|k-1}}\right) \\
\widehat{Y}_{ELP_{k|k-1}} &= C_{EL}A_E\widehat{X}_{E_{k|k-1}} + C_{EL}B_{ER}U_{ER_k} + C_{EL}B_{ERN}U_{ER_{k+1}}
\end{aligned}
$$

Et :

$$
\widehat{Y}_{CRP_{k|k-1}} = \begin{cases} C_{CR}\left(\bar{A}_C\widehat{X}_{C_{k|k-1}} + \bar{A}_r\widehat{v}_{C1_{rv_{k|k-1}}}\right) & \text{si l'observateur est OHTC} \\ C_{CR}\left(\bar{A}_C\widehat{X}_{C_{k|k-1}} + \bar{A}_{v_{C1}}\widehat{X}_{v_{C1_{k|k-1}}} + \bar{A}_r\widehat{v}_{C1_{rv_{k|k-1}}}\right) & \text{si l'observateur est OHTV} \end{cases}
$$

5.4.2 Simulations

Cette partie a pour but de valider les commandes qui ont été synthétisées. Pour ce faire, deux cas de figure seront simulés : d'une part celui où le temps de propagation de la ligne de transmission est inférieur au retard des mesures et d'autre part celui où l'inverse se produit (absence de certaines mesures).
Nous allons supposer que le système est initialement dans un état d'équilibre et qu'à l'instant t = 0.05 s, nous changeons la consigne de la puissance active P_E. La consigne de la puissance réactive Q_E et celle de la tension v_{C1} restent quant à elles respectivement fixées à la valeur 0 (facteur de puissance unitaire) et 1 p.u.
Les figures 5.14 et 5.15 nous montrent les résultats obtenus, lorsque les paramètres des modèles utilisés par les observateurs OHPV et OHTV sont identiques à ceux des régulations de la puissance active P_E et de la tension du bus continu v_{C1}. La figure 5.15 nous montre l'influence de variations paramètriques.

Dans chaque figure, les résultats correspondant à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une tension constante à gauche (OHTC) et à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une puissance constante à droite (OHPC) sont montrés par des points. Ceux correspondant à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une tension variable à gauche (OHTV) et à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une puissance variable à droite (OHPV) sont montrés par des traits continus, ceux correspondant à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une tension constante à gauche (OHTC) et à l'observateur basé sur l'hypothèse d'un courant constant à droite (OHCC) sont montrés par des croix. Enfin ceux correspondant

au cas idéal où tous les états sont connus, sont montrés par des traits pointillés.

A partir de la figure 5.14, nous pouvons constater que lorsque le retard des mesures est inférieur au temps de propagation de ligne, les trois combinaisons d'observateurs nous permettent d'obtenir des résultats comparables sur les puissances de la charge et les entrées du système. Nous pouvons aussi remarquer que le dépassement obtenu sur la tension du bus continu est un peu plus important lorsque nous considérons la combinaison OHCC + OHTC (figure 5.14(a)).

A partir de la figure 5.15, nous pouvons constater que lorsque le retard des mesures est supérieur au temps de propagation de ligne, la combinaison OHPV+OHTV nous permet d'obtenir des résultats avec peu de dépassements par rapport au cas idéal, et ce en comparaison avec les deux autres combinaisons d'observateurs (OHPC+OHTC et OHCC+OHTC). Dans cet essai, nous pouvons aussi constater que les observateurs OHCC+OHPC nous donnent les moins bons résultats.

Les résultats présentés par la figure 5.15 sont obtenus lorsque les paramètres des régulations de la puissance active et de la tension du bus continu sont différents de ceux utilisés par les observateurs OHPV et OHTV (variation paramètrique de 10% sur les matrices $A_{P_{2co}}$ et $A_{v_{C1o}}$: cf paragraphe 5.4).
Nous pouvons constater que les observateurs OHPV et OHTV sont peu sensibles à des variations paramètriques et à la décentralisation des lois de commande : lorsque nous ne disposons pas des mesures à droite de la ligne, nous obtenons, par rapport aux résultats présentés dans la figure 5.15, des dépassements un peu plus importants sur les évolutions des grandeurs du système mais, comparées aux deux autres combinaisons d'observateurs, nous avons les meilleures performances.

Bien que les simulations ne soient pas montrées, il peut être vérifié que les combinaisons d'observateurs OHPV + OHTV et OHPC + OHTC donnent des résultats identiques, lorsque les matrices $A_{P_{2co}}$ et $A_{v_{C1o}}$ sont nulles. En effet, en reprenant par exemple l'approximation utilisée par l'observateur OHPV, nous avons :

$$\begin{aligned} X_{P_{2co_{k+1}}} &= B_{P_{2co}} P_{2co0_k} \\ P_{2co0_{k+1}} &= P_{2co0_k} \end{aligned} \tag{5.4.23}$$

Avec :

$$B_{P_{2co}} = \frac{X_{P_{2co0}}}{P_{2co0}} \tag{5.4.24}$$

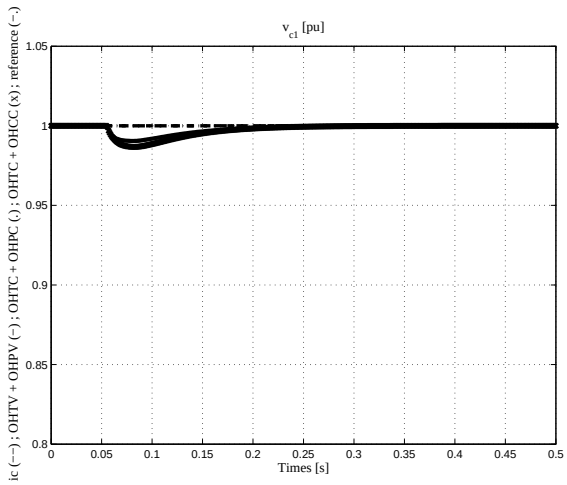
A partir des équations (5.4.23) et (5.4.24), nous avons donc :

$$P_{2co_{k+1}} = C_{P_{2c}} X_{P_{2co_{k+1}}} = \frac{C_{P_{2c}} X_{P_{2co0}}}{P_{2co0}} P_{2co0_k} = P_{2co0_k}$$

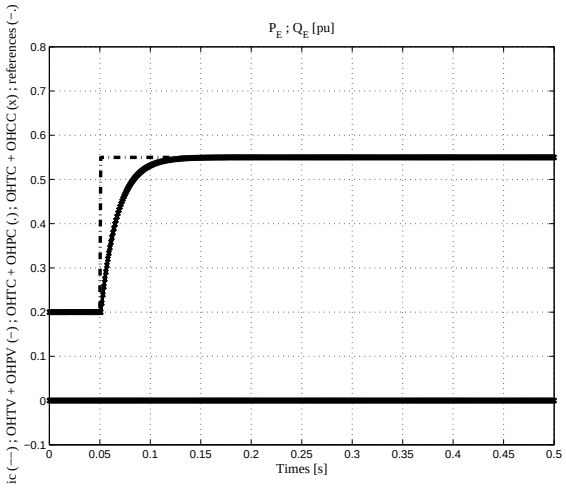
Nous retrouvons l'approximation utilisée par l'observateur OHPC.

5.4.3 Conclusions

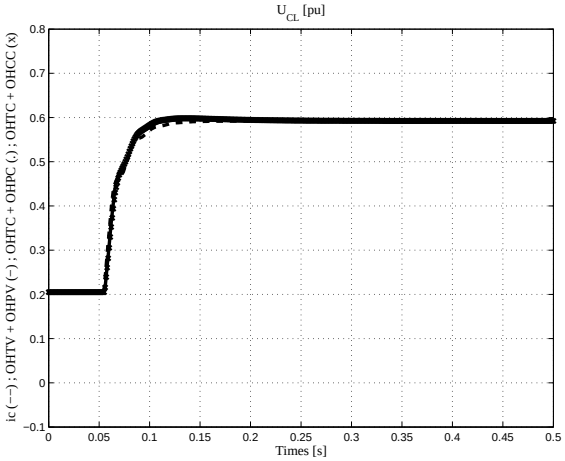
Dans cette section, nous avons étudié la commande et l'observation d'un système VSC-HVDC constitué d'une source de courant et d'un bus infini, inter-connectés via une ligne de transmission et un convertisseur (VSC). Nous avons synthétisé des lois de commande permettant la régulation de la tension v_{C1} ainsi que les régulations des puissances, active et réactive, du bus infini. La conception des observateurs a tenu compte des retards de mesure et a été basée sur des modèles approchés à chacune des extrémités de la ligne.
Les simulations nous ont montré que lorsque les mesures sont peu retardées par rapport au temps de propagation de la ligne de transmission, les différents observateurs permettent d'obtenir des résultats comparables et très proches des cas idéaux, où les états sont connus instantanément. Nous pouvons néanmoins noter que le dépassement obtenu sur la tension du bus continu est un peu plus important lorsque nous considérons la combinaison OHCC + OHTC.
Nous avons aussi constaté que si nous ne disposons pas de certaines mesures (retards importants), les observateurs basés sur des modèles détaillés (OHPV+OHTV) engendrent des dépassements peu importants sur les différentes grandeurs du système, et ce malgré les approximations faites pour le calcul de la commande ou les variations paramètriques. Ils sont donc peu sensibles à la décentralisation des lois de commande.



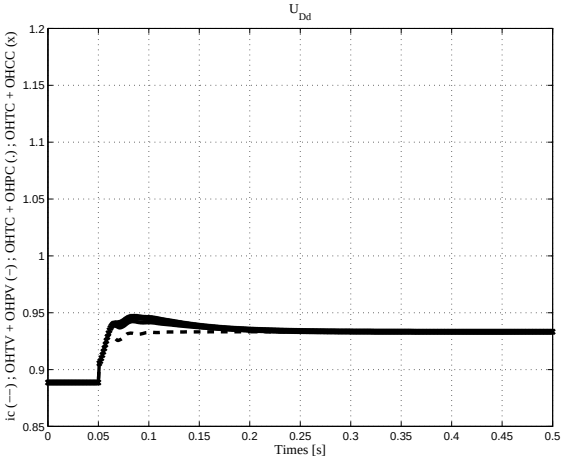
(a) Evolution de v_{C1}



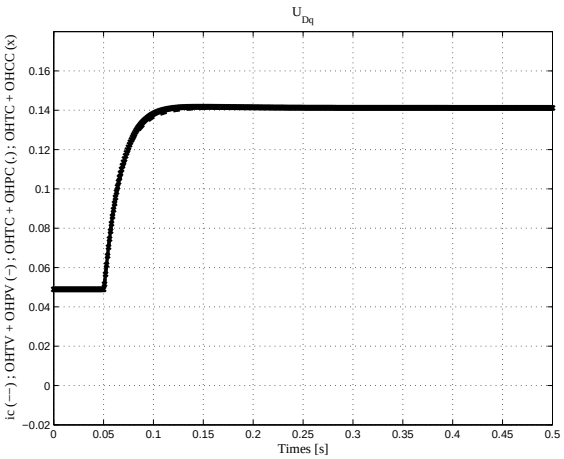
(b) Evolution de P_E et Q_E



(c) Evolution de U_{CL}

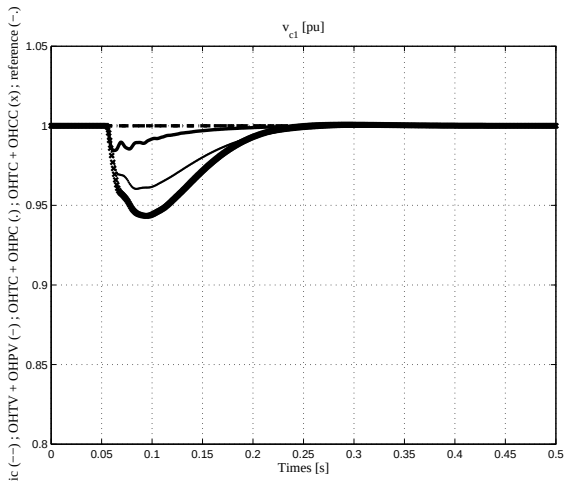


(d) Evolution de U_{D_d}

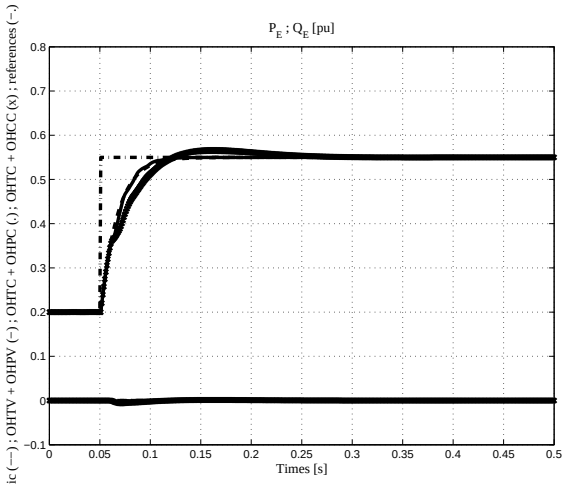


(e) Evolution de U_{D_q}

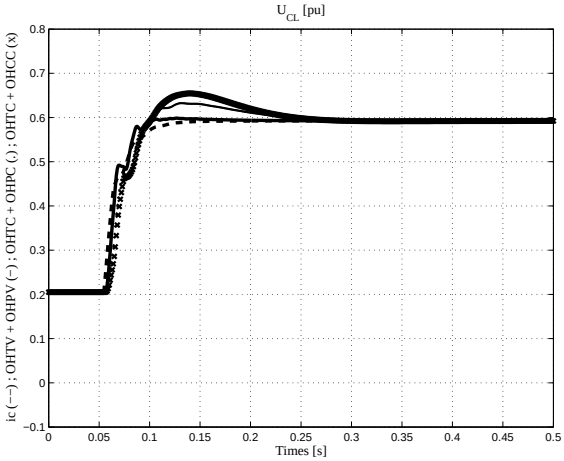
FIG. 5.14 – Résultats de simulations ; l = 500 km ; r = 3



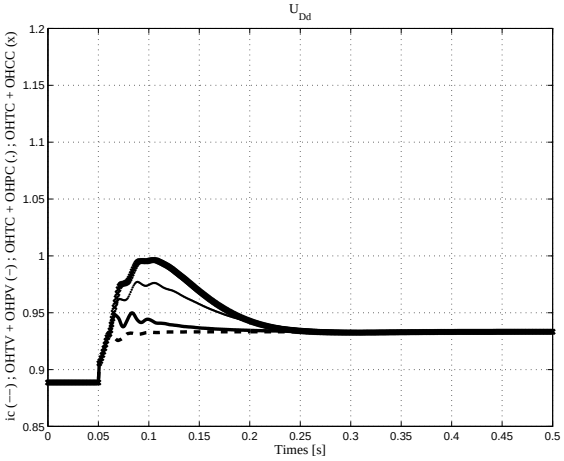
(a) Evolution de v_{C1}



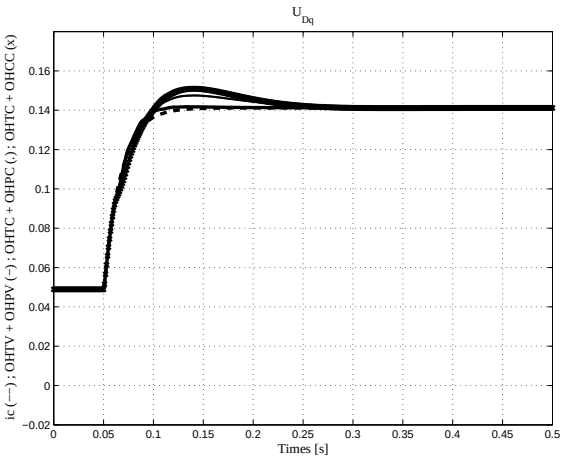
(b) Evolution de P_E et Q_E



(c) Evolution de U_{CL}

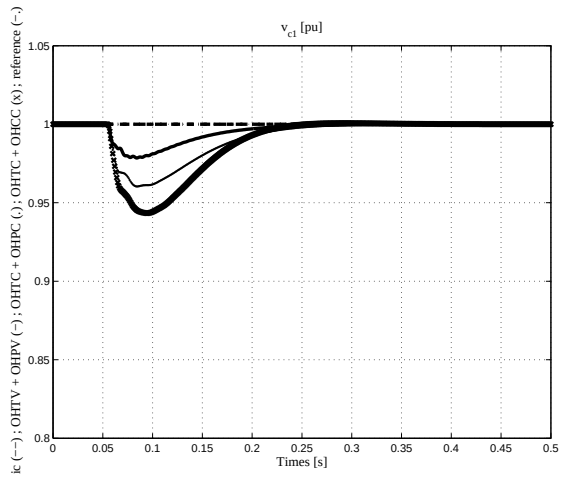


(d) Evolution de U_{D_d}

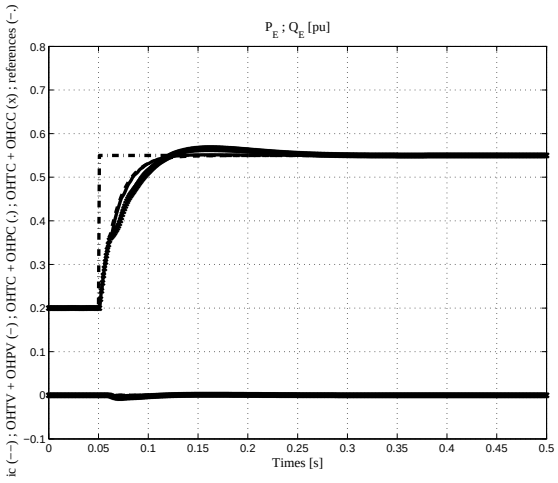


(e) Evolution de U_{D_q}

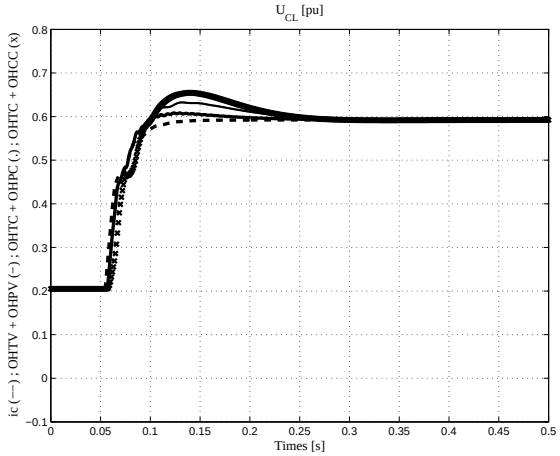
FIG. 5.15 – Résultats de simulations ; l = 500 km ; r = 10



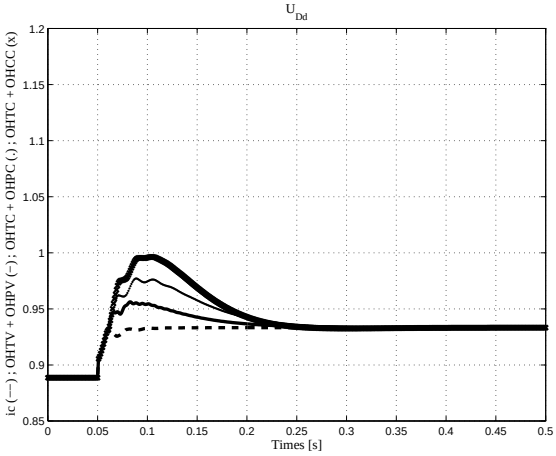
(a) Evolution de v_{C1}



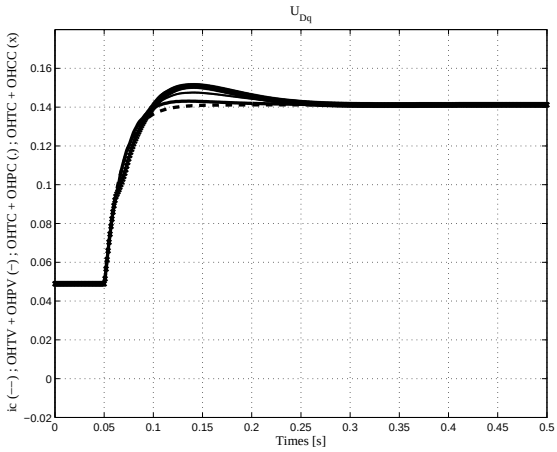
(b) Evolution de P_E et Q_E



(c) Evolution de U_{CL}



(d) Evolution de U_{D_d}



(e) Evolution de U_{D_q}

FIG. 5.16 – Résultats de simulations ; l = 500 km ; r = 10 ; variations des paramètres des observateurs OHPV et OHTV

5.5 Applications à notre cas d'étude initial

Dans les sections précédentes, nous avons axé notre recherche sur les synthèses d'observateurs appliquées à des systèmes VSC-HVDC constitués d'une source de courant, d'une ligne de transmission et d'une charge, dont le modèle se complexifiait au fur et à mesure de l'avancement de l'étude. Afin de valoriser les résultats qui ont été obtenus, il convient à présent de se placer dans un cas d'étude où la source de puissance n'est plus représentée de façon idéale. Pour ce faire, nous avons fait le choix de considérer que cette source était modélisée par une génératrice synchrone et de ne pas présenter (du point de vue théorique) le cas de figure où celle-ci est un bus infini. En effet, bien que les modèles ne soient pas similaires suivant que la source de puissance est une génératrice synchrone ou un bus infini, la méthodologie que nous allons développer pour la synthèse des observateurs, reste rigoureusement la même quelle que soit la source de puissance.

Pour synthétiser les observateurs, nous avons de nouveau supposé que les mesures disponibles étaient les tensions des condensateurs de lissage (v_{C1} et v_{C2}), les courants des convertisseurs (U_{CL} et U_{CR}) ainsi que les puissances actives et réactives de la charge (P_E et Q_E). Il reste néanmoins à se demander quelles vont être les mesures utilisées pour reconstruire l'état de la génératrice synchrone. Une recherche bibliographique nous a permis de constater que les grandeurs non mesurables sur une génératrice sont les courants des enroulements d'alimentation ou d'amortissement du rotor [48]. Ainsi d'une manière générale, les études sont basées sur l'hypothèse que la vitesse angulaire du rotor, la tension terminale (norme et phase) ainsi que les puissances active et réactive de la génératrices sont connues [48, 66, 8]. Il en sera donc de même dans notre cas d'étude (cf figure 5.17).

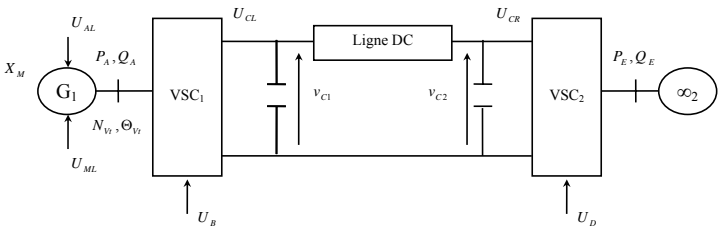
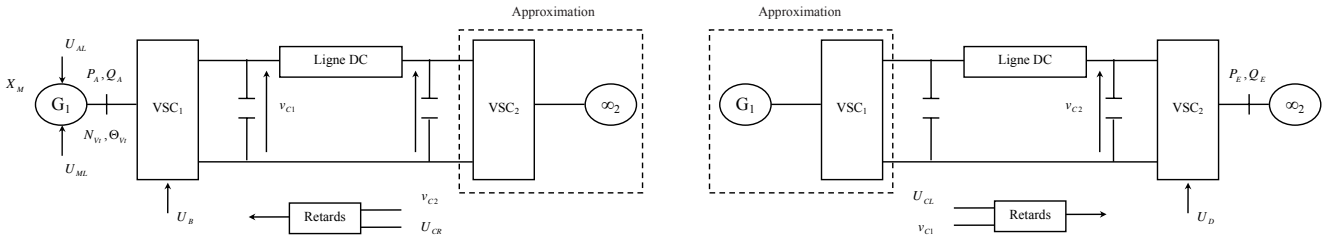


FIG. 5.17 – Observation du système VSC-HVDC

Les mesures de la partie droite de la ligne de transmission arrivent avec un retard . Nous nous retrouvons donc dans une configuration où les contrôleurs de la puissance réactive de la génératrice, de la norme de sa tension terminale et de la tension v_{C1} (cf chapitre 4) ne connaissent pas instantanément ce qui s'y passe. Par conséquent, l'observateur (à gauche de la ligne) doit être capable de reconstruire l'état de la génératrice synchrone, celui de la ligne de transmission, celui des mesures retardées, ainsi que la puissance fournie à

droite de la ligne. Cet observateur est basé sur un modèle approché du convertisseur et du bus infini (cf figure 5.18(a)).
De la même manière, les mesures de la partie gauche de la ligne de transmission arrivent aussi avec un retard. Ainsi, l'observateur (à droite de la ligne) est basé sur un modèle approché de la source de puissance et du convertisseur (cf figure 5.18(b)).



(a) Approximation sur la charge (b) Approximation sur la source

FIG. 5.18 – Observation du système VSC-HVDC

Jusqu'à présent, l'observateur à gauche de la ligne était synthétisé en faisant l'hypothèse que la charge était vue comme une source de courant ou une source de puissance, alors que l'observateur à droite de la ligne supposait que la tension v_{C1} était soit constante au cours du temps, soit variable.
Dans cette étude, nous pouvons a priori conserver toutes ces approximations. En effet, bien que l'"entrée" de la ligne de transmission est maintenant caractérisée par une interconnexion entre une génératrice et un convertisseur, ces deux éléments sont, entre autres, dédiés à la régulation de la tension v_{C1}.
Néanmoins, les simulations de la section 5.4, nous ont montré que les observateurs basés sur l'hypothèse d'un courant constant à droite de la ligne et d'une tension constante à gauche de celle-ci, engendraient des résultats avec des dépassements plus importants comparés aux deux autres combinaisons (OHPC + OHTC et OHPV + OHTV). Par conséquent, nous avons choisi de conserver uniquement ces deux dernières pour synthétiser nos observateurs et de ce fait, nous allons uniquement nous intéresser à la synthèse des observateurs à gauche de la ligne (le modèle utilisé par l'observateur à droite de la ligne est identique à celui de la section 5.4). Nous donnerons ensuite les expressions des lois de commande qui permettent de garantir les objectifs que nous nous étions fixés.

5.5.1 Synthèse d'observateurs à gauche de la ligne de transmission

Les observateurs synthétisés dans ce paragraphe supposeront soit que la puissance à droite de la ligne est constante, soit que celle-ci est variable. Il est important de préciser que quelle que soit l'approximation choisie, nous ferons aussi l'hypothèse que le couple

électromagnétique de la génératrice a une évolution constante sur la période d'échantillonnage (et non plus linéaire). Dans le cas contraire, les modèles des observateurs deviennent beaucoup plus complexes sans pour autant garantir de meilleurs résultats d'observation, étant donné qu'ils sont déjà basés sur certaines hypothèses d'évolution.

Puissance constante à droite

A partir des équations (3.6.23) à (3.6.25), de l'équation (4.3.31), et des approximations qui ont été faites, nous pouvons dire que le modèle de l'observateur utilise les relations :

$$
\begin{aligned}
X_{M_{k+1}} &= A_M X_{M_k} + B_{ML} U_{ML_k} + (B_{MR} + B_{MRN}) U_{MR_k} + A_{M_0} X_{M_0} && (5.5.1)\\
X_{A_{k+1}} &= A_A X_{A_k} + B_{AL} U_{AL_k} + B_{AR_b} U_{AR_{bk}} + B_{AR_e} U_{AR_{ek}} && (5.5.2)\\
V_{t1_{k+1}} &= A_{AN}^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} X_{A_{k+1}} + A_A^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} X_{A_k} + B_A^{V_{t1}} V_{t1_k} + B_{AR_b}^{V_{t1}} U_{AR_{b_k}} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{AR_{e_k}} && (5.5.3)\\
X_{C_{k+1}} &= A_C X_{C_k} + B_{CL_b} U_{CL_{bk}} + B_{CL_e} U_{CL_{ek}} + B_{CR_{be}} U_{CR_k} && (5.5.4)\\
U_{CR_k} &= \frac{P_{2c0_k}}{v_{C2_k}} && (5.5.5)\\
P_{2c0_{k+1}} &= P_{2c0_k} && (5.5.6)
\end{aligned}
$$

Avec :

$$
\begin{aligned}
U_{MR_k} &= \frac{1}{2} X_{A_k}^T M_{T_e} X_{A_k}\\
U_{AR_{bk}} &= Y_{CL_k} U_{B_k} = U_{B_k} Y_{CL_k} = (C_{CL} X_{C_k}) U_{B_k}\\
U_{AR_{ek}} &= Y_{CL_{k+1}} U_{B_k}\\
U_{CL_{bk}} &= Y_{AR_k}^T U_{B_k} = U_{B_k}^T Y_{AR_k} = (C_{AR} X_{A_k})^T U_{B_k}\\
U_{CL_{ek}} &= Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k}
\end{aligned}
$$

Remarque 5.5.1. Il faut se souvenir que les matrices définies dans les équations (5.5.2) et (5.5.3) dépendent de la mesure de la vitesse angulaire $\left(X_{M_k}^m\right)$.

Nous allons, dans un premier temps, déterminer une expression du modèle de la génératrice synchrone en fonction des autres états du système (tous exprimés à l'instant k) et du courant U_{CR}. A partir des équations (5.5.2) et (5.5.4), nous avons :

$$
\begin{aligned}
X_{A_{k+1}} = {} & A_A X_{A_k} + B_{AL} U_{AL_k} + B_{ALN} U_{AL_{k+1}} + B_{AR_b} U_{AR_{bk}} \ldots\\
& \ldots + B_{AR_e} U_{B_k} C_{CL} \left(A_C X_{C_k} + B_{CL_b} U_{CL_{bk}} + B_{CL_e} U_{B_k}^T C_{AR} X_{A_{k+1}} + B_{CR_{be}} U_{CR_k}\right)
\end{aligned} \tag{5.5.7}
$$

Soit la matrice $\bar{E}_{AL_k}$ définie par :

$$
\bar{E}_{AL} = \left(I_A - B_{AR_e} U_{B_k} C_{CL} B_{CL_e} U_{B_k}^T C_{AR}\right)
$$

L'équation (5.5.7) peut se ré-écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}\bar{E}_{AL}X_{A_{k+1}} &= A_A X_{A_k} + B_{AL}U_{AL_k} + B_{AR_b}U_{B_k}C_{CL}X_{C_k} + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}A_C X_{C_k}... \\ &\quad ... + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}B_{CL_b}U_{B_k}^T C_{AR}X_{A_k} + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}B_{CR_{be}}U_{CR_k} \\ &= \left[A_A + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}B_{CL_b}U_{B_k}^T C_{AR}\right] X_{A_k}... \\ &\quad ... + \left[B_{AR_b}U_{B_k}C_{CL} + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}A_C\right] X_{C_k}... \\ &\quad ... + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}B_{CR_{be}}U_{CR_k} + B_{AL}U_{AL_k} \end{aligned} \tag{5.5.8}$$

Soient les matrices $\bar{F}_{22}^{AC}$, $\bar{F}_{24}^{AC}$, F_{27}^{AC} et $\bar{B}_{AL_2}^{AC}$ définies par :

$$\bar{F}_{22}^{AC} = \bar{E}_{AL}^{-1}\left(A_A + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}B_{CL_b}U_{B_k}^T C_{AR}\right) \qquad F_{27}^{AC} = \bar{E}_{AL}^{-1}B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}B_{CR_{be}}$$

$$\bar{F}_{24}^{AC} = \bar{E}_{AL}^{-1}\left(B_{AR_b}U_{B_k}C_{CL} + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}A_C\right) \qquad \bar{B}_{AL_2}^{AC} = \bar{E}_{AL}^{-1}B_{AL}$$

A partir de l'équation (5.5.8), nous avons donc :

$$X_{A_{k+1}} = \bar{F}_{22}^{AC}X_{A_k} + \bar{F}_{24}^{AC}X_{C_k} + F_{27}^{AC}U_{CR_k} + \bar{B}_{AL_2}^{AC}U_{AL_k} \tag{5.5.9}$$

De la même manière, nous pouvons déterminer une expression du modèle de la ligne de transmission en fonction des grandeurs exprimées à l'instant k. A partir des équations (5.5.2) et (5.5.4), nous avons :

$$\begin{aligned}X_{C_{k+1}} &= A_C X_{C_k} + B_{CL_b}U_{CL_{bk}} + B_{CR_{be}}U_{CR_k} + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}\left(A_A X_{A_k} + B_{AL}U_{AL_k}...\right. \\ &\quad \left. ... + B_{AR_b}U_{AR_{bk}} + B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}X_{C_{k+1}}\right) \end{aligned} \tag{5.5.10}$$

Soit la matrice $\bar{E}_C$ définie par :

$$\bar{E}_{CL} = \left(I_C - B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}B_{AR_e}U_{B_k}C_{CL}\right)$$

L'équation (5.5.10) peut se ré-écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}\bar{E}_{CL}X_{C_{k+1}} &= A_C X_{C_k} + B_{CL_b}U_{B_k}^T C_{AR}X_{A_k} + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}A_A X_{A_k} + B_{CR_{be}}U_{CR_k}... \\ &\quad ... + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}B_{AL}U_{AL_k} + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}B_{AR_b}U_{B_k}C_{CL}X_{C_k} \\ &= \left[B_{CL_b}U_{B_k}^T C_{AR} + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}A_A\right] X_{A_k}... \\ &\quad ... + \left[A_C + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}B_{AR_b}U_{B_k}C_{CL}\right] X_{C_k}... \\ &\quad ... + B_{CR_{be}}U_{CR_k} + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}B_{AL}U_{AL_k} \end{aligned} \tag{5.5.11}$$

Soient les matrices $\bar{F}_{42}^{AC}$, $\bar{F}_{44}^{AC}$, F_{47}^{AC} et $\bar{B}_{AL_4}^{AC}$ définies par :

$$\bar{F}_{44}^{AC} = \bar{E}_{CL}^{-1}\left(A_C + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}B_{AR_b}U_{B_k}C_{CL}\right) \qquad \bar{B}_{AL_4}^{AC} = \bar{E}_{CL}^{-1}B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}B_{AL}$$

$$\bar{F}_{42}^{AC} = \bar{E}_{CL}^{-1}\left(B_{CL_b}U_{B_k}^T C_{AR} + B_{CL_e}U_{B_k}^T C_{AR}A_A\right) \qquad F_{47}^{AC} = \bar{E}_{CL}^{-1}B_{CR_{be}}$$

A partir de l'équation (5.5.11), nous avons donc :

$$X_{C_{k+1}} = \bar{F}_{42}^{AC}X_{A_k} + \bar{F}_{44}^{AC}X_{C_k} + F_{47}^{AC}U_{CR_k} + \bar{B}_{AL_4}^{AC}U_{AL_k} \tag{5.5.12}$$

Nous venons d'analyser l'influence des approximations sur les modèles de la génératrice synchrone et de la ligne de transmission. Il reste maintenant à étudier ce que les approximations induisent du point de vue du modèle de la tension terminale. A partir des équations (5.5.2), (5.5.3), (5.5.4) et des équations algébriques du système, nous avons :

$$\begin{aligned}
V_{t1_{k+1}} &= A_{AN}^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} X_{A_{k+1}} + A_A^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} X_{A_k} + B_A^{V_{t1}} V_{t1_k} + B_{AR_b}^{V_{t1}} U_{AR_{b_k}} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{AR_{e_k}} \\
&= ... + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} \left(A_C X_{C_k} + B_{CL_b} U_{B_k}^T C_{AR} X_{A_k} + B_{CL_e} U_{B_k}^T C_{AR} X_{A_{k+1}} ... \right. \\
&\quad \left. ... + B_{CR_{be}} U_{CR_k} \right) \\
&= \left[A_{AN}^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} B_{CL_e} U_{B_k}^T C_{AR} \right] X_{A_{k+1}} ... \\
&\quad ... + \left[A_A^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} B_{CL_b} U_{B_k}^T C_{AR} \right] X_{A_k} ... \\
&\quad ... + \left[B_{AR_b}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} A_C \right] X_{C_k} ... \\
&\quad ... + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} B_{CR_{be}} U_{CR_k} + B_A^{V_{t1}} V_{t1_k}
\end{aligned} \tag{5.5.13}$$

Soient les matrices $\bar{A}_{AN}^{V_{t1}}$, $\bar{A}_A^{V_{t1}}$, $\bar{A}_C^{V_{t1}}$ et $\bar{A}_{UCR}^{V_{t1}}$ définies par :

$$\bar{A}_{AN}^{V_{t1}} = A_{AN}^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} B_{CL_e} U_{B_k}^T C_{AR} \qquad \bar{A}_C^{V_{t1}} = B_{AR_b}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} A_C$$

$$\bar{A}_A^{V_{t1}} = A_A^{V_{t1}} C_A^{V_{t1}} + B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} B_{CL_b} U_{B_k}^T C_{AR} \qquad \bar{A}_{UCR}^{V_{t1}} = B_{AR_e}^{V_{t1}} U_{B_k} C_{CL} B_{CR_{be}}$$

L'équation (5.5.13) peut se ré-écrire sous la forme :

$$V_{t1_{k+1}} = \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} X_{A_{k+1}} + \bar{A}_A^{V_{t1}} X_{A_k} + \bar{A}_C^{V_{t1}} X_{C_k} + \bar{A}_{UCR}^{V_{t1}} U_{CR_k} + B_A^{V_{t1}} V_{t1_k} \tag{5.5.14}$$

A partir des équations (5.5.9) et (5.5.14), nous avons :

$$\begin{aligned}
V_{t1_{k+1}} &= \left[\bar{A}_A^{V_{t1}} + \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} \bar{F}_{22_k}^{AC} \right] X_{A_k} + \left[\bar{A}_C^{V_{t1}} + \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} \bar{F}_{24_k}^{AC} \right] X_{C_k} + \left[\bar{A}_{UCR}^{V_{t1}} + \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} F_{27_k}^{AC} \right] U_{CR_k} ... \\
&\quad ... + B_A^{V_{t1}} V_{t1_k} + \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} \bar{B}_{AL_{2_k}}^{AC} U_{AL_k}
\end{aligned} \tag{5.5.15}$$

Soient les matrices $\bar{F}_{32}^{AC}$, $\bar{F}_{33}^{AC}$, $\bar{F}_{34}^{AC}$, F_{37}^{AC} et $\bar{B}_{AL_3}^{AC}$ définies par :

$$\begin{aligned}
\bar{F}_{32}^{AC} &= \bar{A}_A^{V_{t1}} + \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} \bar{F}_{22}^{AC} & \bar{F}_{33}^{AC} &= B_A^{V_{t1}} & \bar{F}_{34}^{AC} &= \bar{A}_C^{V_{t1}} + \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} \bar{F}_{24}^{AC} \\
F_{37}^{AC} &= \bar{A}_{UCR}^{V_{t1}} + \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} F_{27}^{AC} & \bar{B}_{AL_3}^{AC} &= \bar{A}_{AN}^{V_{t1}} \bar{B}_{AL_2}^{AC}
\end{aligned}$$

A partir de l'équation (5.5.15), nous avons donc :

$$V_{t1_{k+1}} = \bar{F}_{32}^{AC} X_{A_k} + \bar{F}_{33}^{AC} V_{t1_k} + \bar{F}_{34}^{AC} X_{C_k} + F_{37}^{AC} U_{CR_k} + \bar{B}_{AL_3}^{AC} U_{AL_k} \tag{5.5.16}$$

Finalement, à partir des équations (5.2.3), (5.2.4), (5.5.5), (5.5.6), (5.5.9), (5.5.12) et (5.5.16), le modèle du système utilisé pour la synthèse de l'observateur est le suivant :

$$\begin{cases}
\bar{X}_{AC_{k+1}} = \bar{F}^{AC} \left(\bar{X}_{AC_k}, U_{B_k} \right) + \bar{B}_{AL}^{AC} \left(U_{B_k} \right) U_{AL_k} + \bar{B}_{ML}^{AC} U_{ML_k} + \bar{A}_{M_0}^{AC} X_{M_0} \\
\bar{y}_k = \bar{h}^{AC} \left(\bar{X}_{AC_k} \right)
\end{cases} \tag{5.5.17}$$

Où :

$$\bar{X}_{AC} = \begin{bmatrix} X_M & X_A & V_{t1} & X_C & Z_{U_{CR_r}} & Z_{v_{C2_r}} & P_{2c0} \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} X_M & P_A & Q_A & N_{V_{t1}} & \Theta_{V_{t1}} & v_{C1} & v_{C2m} & U_{CRm} \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{F}^{AC} = \begin{bmatrix} \bar{F}_{11}^{AC} & \bar{F}_{12}^{AC} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{F}_{22}^{AC} & 0 & \bar{F}_{24}^{AC} & 0 & 0 & \bar{F}_{27}^{AC} \\ 0 & \bar{F}_{32}^{AC} & \bar{F}_{33}^{AC} & \bar{F}_{34}^{AC} & 0 & 0 & \bar{F}_{37}^{AC} \\ 0 & \bar{F}_{42}^{AC} & 0 & \bar{F}_{44}^{AC} & 0 & 0 & \bar{F}_{47}^{AC} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{F}_{55}^{AC} & 0 & \bar{F}_{57}^{AC} \\ 0 & 0 & 0 & \bar{F}_{64}^{AC} & 0 & \bar{F}_{66}^{AC} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_M \\ X_A \\ V_{t1} \\ X_C \\ Z_{U_{CR_r}} \\ Z_{v_{C2_r}} \\ P_{2c0} \end{bmatrix}_k \qquad \bar{B}_{AL}^{AC} = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{B}_{AL_2}^{AC} \\ \bar{B}_{AL_3}^{AC} \\ \bar{B}_{AL_4}^{AC} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_{ML}^{AC} = \begin{bmatrix} B_{ML} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \bar{A}_{M_0}^{AC} = \begin{bmatrix} A_{M_0} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \bar{h}^{AC} = \begin{bmatrix} X_{M_k} \\ V_{t1_k}^T C_A^{V_{t1}} X_{A_k} \\ \bar{V}_{t1_k} X_{A_k} \\ \sqrt{V_{t1_k}^T V_{t1_k}} \\ atan\left(\dfrac{V_{t1_{qk}}}{V_{t1_{dk}}}\right) \\ C_{C1} X_{C_k} \\ C_{C2m} Z_{v_{C2_{rk}}} \\ C_{UCRm} Z_{U_{CR_{rk}}} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\bar{F}_{27}^{AC} = \frac{F_{27}^{AC}}{v_{C2_k}} \qquad \bar{F}_{37}^{AC} = \frac{F_{37}^{AC}}{v_{C2_k}} \qquad \bar{F}_{47}^{AC} = \frac{F_{47}^{AC}}{v_{C2_k}} \qquad \bar{F}_{57}^{AC} = \frac{B_{Z_{U_{CR_r}}}}{v_{C2_k}}$$

$$\bar{F}_{11}^{AC} = A_M \qquad \bar{F}_{12}^{AC} = \frac{1}{2}\bar{B}_{MR} X_{A_k}^T M_{T_e} \qquad \bar{F}_{55}^{AC} = A_{Z_{U_{CR_r}}} \qquad \bar{F}_{64}^{AC} = B_{Z_{v_{C2_r}}} C_{C2}$$

$$\bar{F}_{66}^{AC} = A_{Z_{v_{C2_r}}} \qquad V_{t1_{dk}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} V_{t1_k} \qquad V_{t1_{qk}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} V_{t1_k}$$

Et :

$$\bar{V}_{t1_k} = \left(V_{t1_{qk}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} - V_{t1_{dk}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \right) C_A^{V_{t1}} \qquad \bar{B}_{MR} = B_{MR} + B_{MRN}$$

En supposant que le système (5.5.17) est observable, nous pouvons utiliser un observateur de Kalman étendu pour reconstruire son état.

Puissance variable à droite

Dans le paragraphe 5.3.1, nous avons vu que les observateurs étaient basés sur des modèles similaires suivant que l'on considère les approximations "puissance constante" ou "puissance variable" à droite de la ligne de transmission. Ainsi lorsque nous considérons cette dernière hypothèse, le modèle du système (utilisé pour la synthèse de l'observateur) s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \bar{X}_{AC_{k+1}} &= \bar{F}^{AC}\left(\bar{X}_{AC_k}, U_{B_k}\right) + \bar{B}^{AC}_{AL}\left(U_{B_k}\right)U_{AL_k} + \bar{B}^{AC}_{ML}U_{ML_k} + \bar{A}^{AC}_{M_0}X_{M_0} \\ \bar{y}_k &= \bar{h}^{AC}\left(\bar{X}_{AC_k}\right) \end{cases} \tag{5.5.18}$$

Où :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{AC} &= \begin{bmatrix} X_M & X_A & V_{t1} & X_C & Z_{U_{CR_r}} & Z_{v_{C2_r}} & X_{P_{2c}} & P_{2c0} \end{bmatrix}^T \\ \bar{y} &= \begin{bmatrix} X_M & P_A & Q_A & N_{V_{t1}} & \Theta_{V_{t1}} & v_{C1} & v_{C2m} & U_{CRm} \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

Par rapport aux équations du système (5.5.17), nous avons d'une part une modification des paramètres $\bar{F}^{AC}_{i7}$ ($i \in \{1, ..., 5\}$), et d'autre part l'apparition des paramètres $\bar{F}^{AC}_{77}$, $\bar{F}^{AC}_{78}$ et $\bar{F}^{AC}_{88}$. Ils sont (re)définis par :

$$\bar{F}^{AC}_{27} = \frac{F^{AC}_{27}C_{P_{2c}}}{v_{C2_k}} \qquad \bar{F}^{AC}_{37} = \frac{F^{AC}_{37}C_{P_{2c}}}{v_{C2_k}} \qquad \bar{F}^{AC}_{47} = \frac{F^{AC}_{47}C_{P_{2c}}}{v_{C2_k}} \qquad \bar{F}^{AC}_{57} = \frac{B_{Z_{U_{CR_r}}}C_{P_{2c}}}{v_{C2_k}}$$

$$\bar{F}^{AC}_{77} = A_{P_{2c}} \qquad \bar{F}^{AC}_{78} = B_{P_{2c}} \qquad \bar{F}^{AC}_{88} = 1$$

Sous l'hypothèse d'observabilité, nous pouvons de nouveau utiliser un observateur de Kalman étendu pour reconstruire l'état du système.

5.5.2 Expression des lois de commande

Nous avons étudié la synthèse des observateurs qui permettent de reconstruire, sous certaines hypothèses, les états de la génératrice synchrone, de la ligne de transmission, des retards de mesure ainsi que la puissance à droite de ligne. Nous allons, à présent, donner l'expression des lois de commande en vue de garantir les objectifs que nous nous étions fixés.

Nous avons précédemment expliqué que la synthèse des observateurs (à gauche de la ligne), se base sur l'hypothèse que le couple électromagnétique a une évolution constante sur la période d'échantillonnage. Ainsi, à partir des résultats du chapitre 4, la commande

permettant la régulation de la vitesse angulaire de la génératrice synchrone est donnée par :

$$U_{ML_k} = B_{ML}^{-1}\left(-A_M\widehat{X}_{M_{k|k-1}} - \bar{B}_{MR}\frac{1}{2}\widehat{X}_{A_{k|k-1}}^T M_{T_e}\widehat{X}_{A_{k|k-1}} - B_{M_0}X_{M_0} + X_{Md_{k+1}}\right) \tag{5.5.19}$$

Avec :

$$X_{Md_{k+1}} = \widehat{X}_{M_{k|k-1}} + K_{P_{XM}}\left(X_{M_{rvk}} - \widehat{X}_{M_{k|k-1}}\right)$$

De la même manière, la commande permettant la régulation de la norme de la tension terminale N_{V_t}, la régulation de la tension v_{C1} et la régulation de la puissance réactive Q_A est donnée par la résolution du système non linéaire :

$$\begin{aligned}
0 &= \widehat{Y}_{ARP_{k|k-1}} + C_{AR}B_{AL}U_{AL_k} + C_{AR}B_{ARb}\left(C_{CL}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}\right)U_{B_k} + C_{AR}B_{ARe}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\ldots \\
&\quad \ldots - Y_{AR_{k+1}} \\
0 &= \widehat{Y}_{CLP_{k|k-1}} + C_{CL}B_{CLb}\left(C_{AR}\widehat{X}_{A_{k|k-1}}\right)^T U_{B_k} + C_{CL}B_{CLe}U_{B_k}^T Y_{AR_{k+1}}\ldots \\
&\quad \ldots + C_{CL}B_{CR_{be}}\widehat{U}_{CR_{k|k-1}} - Y_{CL_{k+1}} \\
0 &= \sqrt{(}Y_{AR_{k+1}}^T\bar{a}_{55}Y_{AR_{k+1}} + \bar{a}_{56}Y_{AR_{k+1}} + Y_{AR_{k+1}}^T\bar{a}_{57}U_{B_k} + Y_{AR_{k+1}}^T\bar{a}_{58}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}\ldots \\
&\quad \ldots + a_{59}U_{B_k} + a_{510}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k} + Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}^T a_{511}U_{B_k} + a_{512} + U_{B_k}^T a_{513}U_{B_k}\ldots \\
&\quad \ldots + Y_{CL_{k+1}}U_{B_k}^T a_{514}U_{B_k}Y_{CL_{k+1}}) - N_{V_{t1wk+1}} \\
0 &= (\bar{a}_{61}Y_{AR_{k+1}} + a_{62} + a_{63}U_{B_k} + a_{64}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k})\bar{a}_{65}Y_{AR_{k+1}}\ldots \\
&\quad +(\bar{a}_{66}Y_{AR_{k+1}} + a_{67} + a_{68}U_{B_k} + a_{69}Y_{CL_{k+1}}U_{B_k})\bar{a}_{610}Y_{AR_{k+1}} - Q_{A_{wk+1}} \\
0 &= (C_{C1}B_{CL_e})^{-1}\left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1}\widehat{X}_{CP_{k|k-1}} - C_{C1}B_{CL_b}\left(C_{AR}\widehat{X}_{A_{k|k-1}}\right)^T U_{B_k}\ \ldots\right. \\
&\quad \left.\ldots - C_{C1}B_{CR_{be}}\widehat{U}_{CR_{k|k-1}}\right] - U_{CL_{ewk}} \\
0 &= \left(C_{AR}\widehat{X}_{A_{k|k-1}}\right)^T U_{B_k} + b_{AR}\left(U_{CL_{ewk}} - \left(C_{AR}\widehat{X}_{A_{k|k-1}}\right)^T U_{B_k}\right) - Y_{AR_{k+1}}^T U_{B_k}
\end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
N_{V_{t1wk+1}} &= \widehat{N}_{V_{t1wk|k-1}} + K_{P_{NVt1}}\left(N_{V_{t1rvk}} - \widehat{N}_{V_{t1wk|k-1}}\right) \\
Q_{A_{wk+1}} &= \widehat{Q}_{A_{k|k-1}} + K_{P_{QA}}\left(Q_{A_{rvk}} - \widehat{Q}_{A_{k|k-1}}\right) \\
v_{C1_{wk+1}} &= C_{C1}\widehat{X}_{C_{k|k-1}} + K_{P_{vc1}}\left(v_{C1_{rvk}} - C_{C1}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}\right) \\
\widehat{Y}_{ARP_{k|k-1}} &= C_{AR}A_A\left(\widehat{X}_{M_{k|k-1}}\right)\widehat{X}_{A_{k|k-1}} \\
\widehat{Y}_{CLP_{k|k-1}} &= C_{CL}A_C\widehat{X}_{C_{k|k-1}}
\end{aligned}$$

Et :

$$\widehat{\bar{U}}_{CR_{k|k-1}} = \begin{cases} \dfrac{\widehat{P}_{2c0_{k|k-1}}}{C_{C2}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}} & \text{si l'observateur est OHPC} \\ \dfrac{C_{P_{2c}}\widehat{X}_{P_{2c_{k|k-1}}}}{C_{C2}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}} & \text{si l'observateur est OHPV} \end{cases}$$

Remarque 5.5.2. Il est important de noter que les coefficients $\bar{a}_{5i}$, a_{5i}, $\bar{a}_{6i}$ et a_{6i} sont définis à partir de :

$$\begin{aligned} a_{52} &= A_A^{V_{t1}}\left(\widehat{X}_{M_{k|k-1}}\right) C_{AY}\left[C_{AR}\widehat{X}_{A_{k|k-1}}\right] + B_A^{V_{t1}}\widehat{V}_{t1_{k|k-1}} \\ a_{53} &= B_{AR_b}^{V_{t1}} C_{CL}\widehat{X}_{C_{k|k-1}} \end{aligned}$$

Enfin, à partir des résultats de la section 5.4, la commande permettant la régulation des puissances du bus infini est donnée par la résolution du système non linéaire :

$$\begin{aligned} 0 &= \widehat{Y}_{CRP_{k|k-1}} + C_{CR}\bar{B}_{CR_b}\left(C_{EL}\widehat{X}_{E_{k|k-1}}\right)^T U_{D_k} + C_{CR}\bar{B}_{CR_e}Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k} - Y_{CR_{k+1}} \\ 0 &= \widehat{Y}_{ELP_{k|k-1}} + C_{EL}B_{EL_b}\left(C_{CR}\widehat{X}_{C_{k|k-1}}\right) U_{D_k} + C_{EL}B_{EL_e}Y_{CR_{k+1}}U_{D_k} - Y_{EL_{k+1}} \\ 0 &= U_{ER_{k+1}}^T C_{EY}Y_{EL_{k+1}} - P_{Ew_{k+1}} \\ 0 &= \bar{U}_{ER_{k+1}}C_{EY}Y_{EL_{k+1}} - Q_{Ew_{k+1}} \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned} P_{Ew_{k+1}} &= U_{ER_k}^T\widehat{X}_{E_{k|k-1}} + K_{P_{PE}}\left(P_{E_{rvk}} - U_{ER_k}^T\widehat{X}_{E_{k|k-1}}\right) \\ Q_{Ew_{k+1}} &= \bar{U}_{ER_k}\widehat{X}_{E_{k|k-1}} + K_{P_{QE}}\left(Q_{E_{rvk}} - \bar{U}_{ER_k}\widehat{X}_{E_{k|k-1}}\right) \\ \widehat{Y}_{ELP_{k|k-1}} &= C_{EL}A_E\widehat{X}_{E_{k|k-1}} + C_{EL}B_{ER}U_{ER_k} + C_{EL}B_{ERN}U_{ER_{k+1}} \end{aligned}$$

Et :

$$\widehat{Y}_{CRP_{k|k-1}} = \begin{cases} C_{CR}\left(\bar{A}_C\widehat{X}_{C_{k|k-1}} + \bar{A}_r\widehat{v}_{C1_{rv_{k|k-1}}}\right) & \text{si l'observateur est OHTC} \\ C_{CR}\left(\bar{A}_C\widehat{X}_{C_{k|k-1}} + \bar{A}_{v_{C1}}\widehat{X}_{v_{C1_{k|k-1}}} + \bar{A}_r\widehat{v}_{C1_{rv_{k|k-1}}}\right) & \text{si l'observateur est OHTV} \end{cases}$$

5.5.3 Schéma récapitulatif de la commande du système

La figure 5.19 résume la structure adoptée pour commander le système VSC-HVDC (lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone) et fait apparaître la décentralisation des lois de commande. Dans cette figure, la commande avec observateur de la partie gauche de la ligne est donnée par des traits continus. Celle correspondant à la partie droite de la ligne est donnée par des traits pointillés.

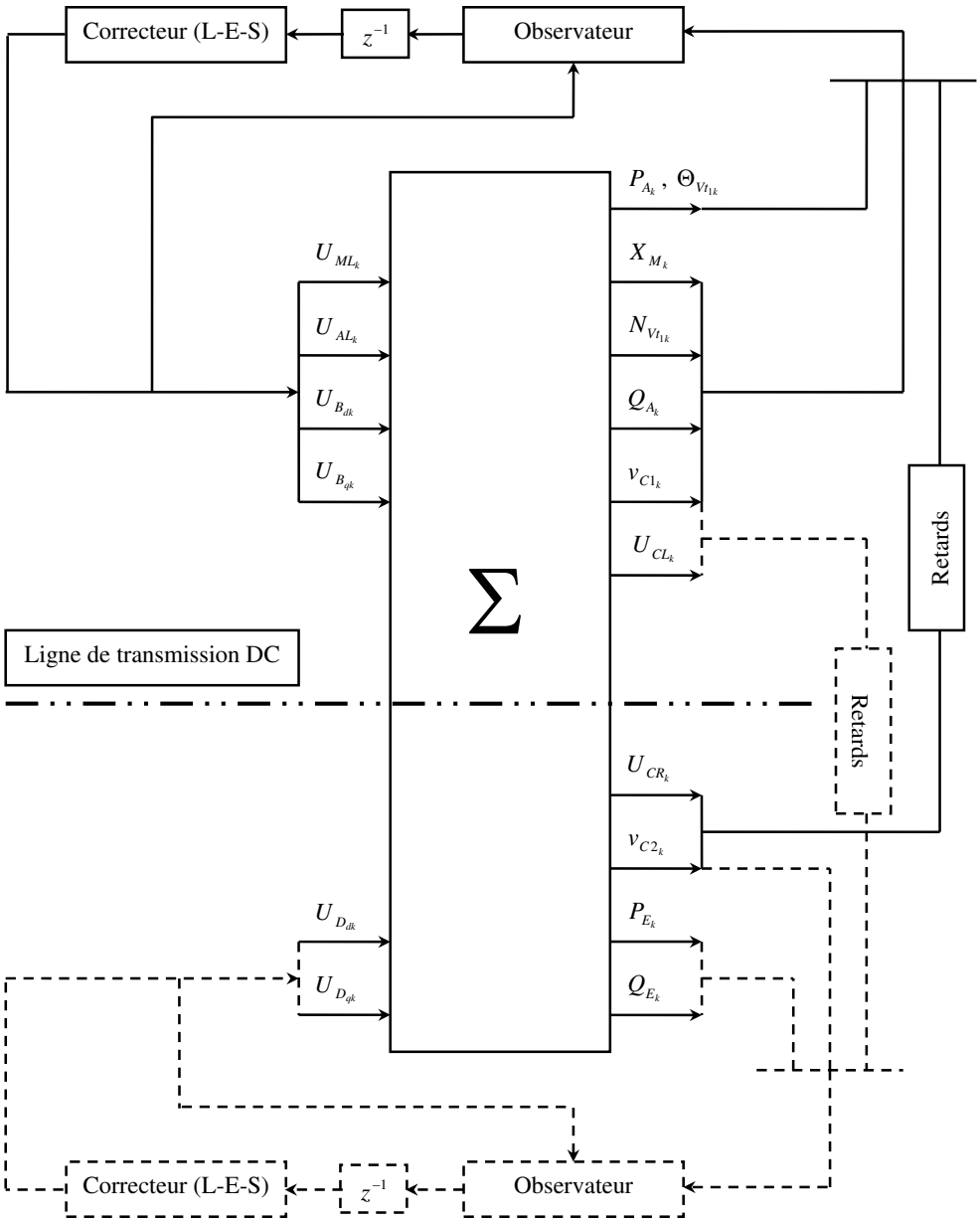


FIG. 5.19 – Schéma récapitulatif de la commande avec observateurs

5.5.4 Une première simulation - Changement de consigne de la puissance active

Dans cette partie, notre objectif est de valider les commandes qui ont été synthétisées lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone ou un bus infini. Pour ce faire, deux cas de figure seront simulés : d'une part celui où le temps de propagation

de la ligne de transmission est inférieur au retard des mesures et d'autre part celui où l'inverse se produit (absence de certaines mesures).
Le protocole d'essai est identique à celui qui a été présenté dans le paragraphe 4.4.1.

Les figures 5.21 à 5.23 et 5.25 nous montrent les résultats obtenus, lorsque les paramètres des modèles utilisés par les observateurs OHPV et OHTV sont identiques à ceux des régulations de la puissance active P_E et de la tension du bus continu v_{C1}. La figure 5.24 nous montre l'influence de variations paramètriques.

Dans chaque figure, les résultats correspondant à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une tension constante à gauche (OHTC) et à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une puissance constante à droite (OHPC) sont montrés par des points. Ceux correspondant à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une tension variable à gauche (OHTV) et à l'observateur basé sur l'hypothèse d'une puissance variable à droite (OHPV) sont montrés par des traits continus. Enfin, ceux correspondant au cas idéal où tous les états sont connus, sont montrés par des traits pointillés.

A partir des figures 5.21 et 5.23, nous pouvons constater que lorsque le retard des mesures est supérieur au temps de propagation de ligne, la combinaison OHPV+OHTV nous permet d'obtenir des résultats avec peu de dépassements par rapport au cas idéal, et ce en comparaison avec la combinaison d'observateurs OHPC+OHTC. Pour cette dernière, nous pouvons aussi constater que les temps de réponse des sorties régulées sont plus lents.
En s'intéressant tout particulièrement à l'évolution du couple électromagnétique de la génératrice synchrone (figure 5.23(f)), nous pouvons voir que, quelle que soit la combinaison d'observateurs, il se stabilise malgré la perte du synchronisme de la génératrice. Ces résultats nous montrent de nouveau que les entrées des convertisseurs stabilisent la puissance délivrée par génératrice, indépendamment des variations de la vitesse angulaire du rotor.

A partir des figures 5.22 et 5.25, nous pouvons constater que lorsque le retard des mesures est inférieur au temps de propagation de ligne, les deux combinaisons d'observateurs nous permettent d'obtenir des résultats comparables sur les évolutions des grandeurs du système. Elles se rapprochent de celles obtenues dans le cas idéal où l'état du système est connu instantanément.

Les résultats présentés par la figure 5.24 sont obtenus lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone et que les paramètres des régulations de la puissance active et

de la tension du bus continu sont différents de ceux utilisés par les observateurs OHPV et OHTV (variation paramètrique de 10% sur les matrices $A_{P_{2co}}$ et $A_{v_{C1o}}$).
Nous pouvons constater que les observateurs OHPV et OHTV sont peu sensibles à des variations paramètriques et à la décentralisation des lois de commande : lorsque nous ne disposons pas des mesures à droite de la ligne, nous obtenons, par rapport aux résultats présentés dans la figure 5.23, des dépassements un peu plus importants et des temps de réponse un peu plus longs sur les évolutions des grandeurs du système mais, comparées à la combinaison d'observateurs OHPC+OHTC, nous avons encore les meilleures performances.

Finalement, à travers ces résultats de simulations, nous pouvons nous satisfaire des approximations que nous avons faites pour les synthèses des lois de commande et des observateurs. En effet, il est important de noter que les commandes sont décentralisées contrairement au cas idéal où l'état du système est connu (cf chapitre 4).

5.5.5 Robustesse - Quelques courbes de sensibilité

Afin d'étudier la robustesse de nos lois de commande, nous allons, dans un premier temps, tracer les courbes de sensibilité du linéarisé du système en boucle fermée. Ce linéarisé est déterminé dans le cas de figure où la source de puissance est une génératrice synchrone, et autour du point de fonctionnement correspondant aux consignes données dans le paragraphe 4.4.1 (la puissance active de la charge vaut 0.55 p.u.). Notons que nous supposons que le couple mécanique est disponible instantanément et que les paramètres des modèles utilisés par les observateurs OHPV et OHTV sont identiques à ceux des régulations de la puissance active P_E et de la tension du bus continu v_{C1}.

Définition des fonctions de sensibilité :

Considérons le système en boucle fermée représenté dans la figure 5.20.

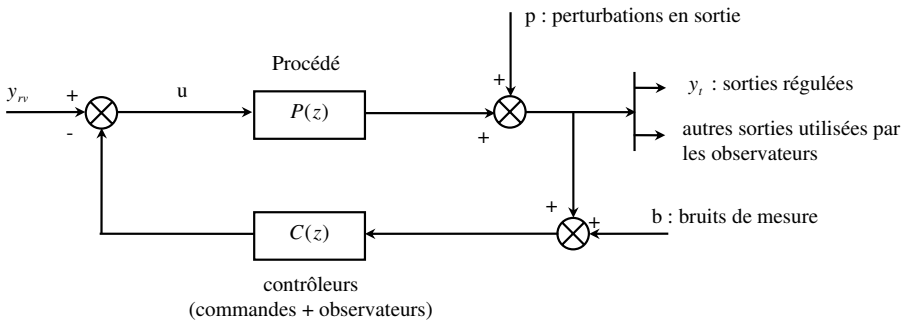


FIG. 5.20 – Définition des fonctions de sensibilité

La sensibilité en sortie S(z) est définie comme étant le transfert de la perturbation p vers la sortie y_t.

La sensibilité complémentaire en sortie T(z) est définie comme étant le transfert de la perturbation b vers la sortie y_t.

La sensibilité en entrée U(z) est définie comme étant le transfert de la perturbation p (ou b) vers l'entrée u.

Les figures 5.26 et 5.27 nous donnent les résultats obtenus suivant que les pseudo références poursuivies dans la linéarisation entrée-sortie sont choisies de sorte que les sorties évoluent en boucle fermée de la même manière qu'un premier ordre (type P : Proportionnel) ou un second ordre (type PI : Proportionnel - Intégral).

Dans chaque figure, les résultats correspondant à la combinaison des observateurs OHPC et OHTC sont montrés par des points. Ceux correspondant à la combinaison OHPV et OHTV sont montrés par des traits continus.

A partir des figures 5.26(a) à 5.26(d) et 5.27(a) à 5.27(d), nous pouvons constater que lorsque le correcteur est de type P, la majorité des perturbations additives et constantes sur les sorties utilisées par les observateurs, ou les bruits de mesures basses fréquences sur celles-ci, sont amplifiés, alors qu'un correcteur de type PI rejettera les perturbations constantes et laissera passer les bruits de mesures basses fréquences, sans les amplifier.

A partir des figures 5.26(e), 5.26(f), 5.27(e) et 5.27(f), nous pouvons constater que quels que soient le type de correcteurs et le retard des mesures, les perturbations ont peu d'effets (en regime permanent) sur une des entrées du système. Ce résultat surprenant à priori s'explique par l'analyse des ordres de grandeurs de chacune de ces entrées (cf par exemple figure 5.25). Ainsi, il est facile de s'apercevoir que la plus petite des valeurs singulières de U(z) est associée avec la tension d'excitation de la génératrice synchrone. Par ailleurs, nous pouvons aussi constater qu'un filtrage des entrées de commande serait nécessaire pour atténuer l'effet des perturbations sur celles-ci en hautes fréquences.

A partir des figures 5.26 et 5.27, nous pouvons finalement constater que les deux combinaisons d'observateurs donnent, de nouveau, des résultats comparables lorsque le retard des mesures est inférieur au temps de propagation de la ligne. Dans le cas contraire (r=10), nous pouvons voir que les observateurs OHPV et OHTV diminuent globalement

l'amplification des perturbations, et ce en comparaison avec la combinaison OHPC + OHTC.

5.5.6 Robustesse - Erreurs paramètriques

Lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, nous avons testé la robustesse de nos commandes en présence d'erreurs paramètriques. Pour ce faire, nous avons supposé que les observateurs et les lois de commande étaient synthétisés à partir de paramètres qui diffèrent de 5% par rapport à ceux effectivement utilisés par le "procédé". Notons qu'une variation paramètrique de 5% a aussi été considérée pour la définition des matrices $A_{P_{2co}}$ et $A_{v_{C1o}}$ (synthèse des observateurs OHPV et OHTV).
Les simulations ont été réalisées en conservant le même protocole d'essai que celui qui a été exposé dans le paragraphe 4.4.1, aux différences près que nous supposons, à présent, que la référence de la puissance active de la charge $P_{E_{rv}}$ reste constante au cours du temps et a pour valeur 0.55 p.u. D'autre part, nous avons encore considéré que le couple mécanique était disponible instantanément.

Les figures 5.28, 5.29 et 5.30 nous donnent les résultats obtenus suivant que les pseudo références poursuivies dans la linéarisation entrée-sortie sont choisies de sorte que les sorties évoluent en boucle fermée de la même manière qu'un premier ordre (type P : Proportionnel) ou un second ordre (type PI : Proportionnel - Intégral).

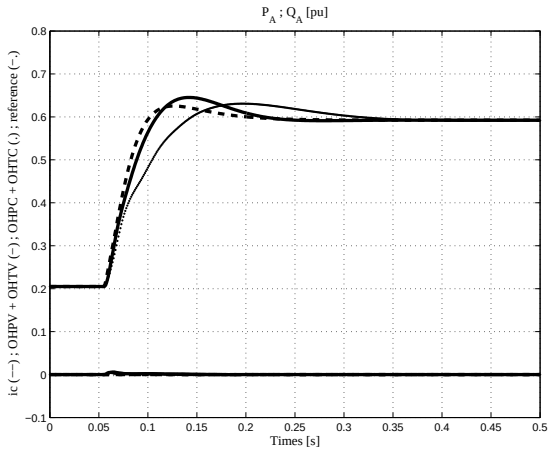
Dans chaque figure, les résultats correspondant à la combinaison des observateurs OHPC et OHTC sont de nouveau montrés par des points alors que ceux correspondant à la combinaison OHPV et OHTV sont encore montrés par des traits continus.

A partir de la figure 5.28, nous pouvons constater que lorsque le correcteur est de type P, le système en boucle fermée se stabilise à un nouveau point de fonctionnement. Néanmoins, les sorties "régulées" ont des valeurs différentes de celles que nous souhaitons. Ce problème est "résolu" si le correcteur est de type PI (cf figures 5.29 et 5.30). Ce dernier est donc robuste aux erreurs paramètriques introduites.
En faisant une comparaison entre les deux combinaisons d'observateurs, nous pouvons voir qu'ils donnent des résultats similaires, lorsque les retards de communication sont inférieurs au temps de propagation de la ligne. En l'absence de certaines mesures, les observateurs OHPV et OHTV nous permettent globalement de diminuer les dépassements et les oscillations des différentes grandeurs du système (cf figure 5.30).
Finalement, nous pouvons remarquer que quels que soient les retards de communication, nous obtenons des oscillations hautes fréquences sur la tension d'excitation de la génératrice synchrone (cf figures 5.29(g) et 5.30(g)). Celles-ci pourraient être atténuées en

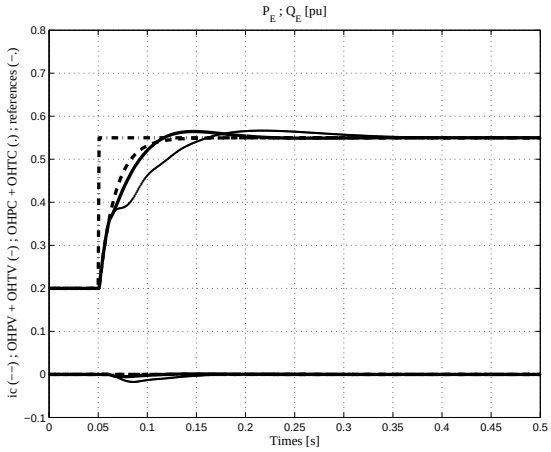
considérant un filtrage des entrées de commande.

5.5.7 Conclusions

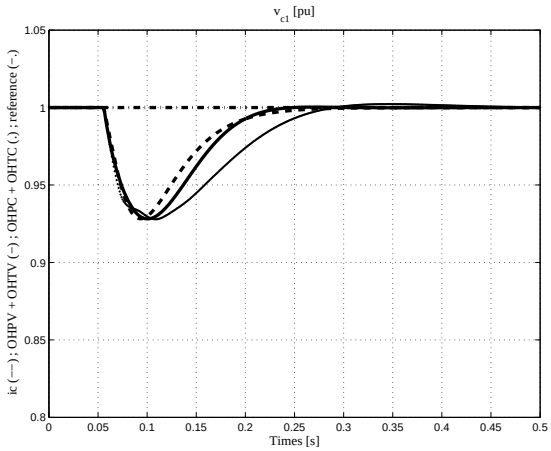
Dans cette section, nous avons étudié la commande et l'observation d'un système VSC-HVDC constitué d'une source de puissance (génératrice synchrone ou bus infini) et d'un bus infini, inter-connectés via une ligne de transmission et des convertisseurs (VSC). Nous nous sommes tout particulièrement intéressés au cas d'étude où la source de puissance est une génératrice synchrone, montrant ainsi notre volonté d'insister sur la méthodologie. Nous avons synthétisé des lois de commande permettant la régulation de la vitesse angulaire de la génératrice synchrone, la régulation de la norme de la tension terminale de la génératrice synchrone, la régulation de la puissance réactive de la génératrice synchrone, la régulation de la tension v_{C1}, ainsi que les régulations des puissances, active et réactive, du bus infini 2. La conception des observateurs a tenu compte des retards de mesure et s'est basée sur des modèles approchés à chacune des extrémités de la ligne. Les approximations consistent à considérer que la tension du bus continu et la puissance de la charge sont, soit des variables constantes au cours du temps (OHTC et OHPC), soit des variables décrites par des modèles d'évolution (OHTV et OHPV).
Les simulations nous ont montré une nouvelle fois que lorsque les mesures sont peu retardées par rapport au temps de propagation de la ligne de transmission, les différentes combinaisons d'observateurs permettent d'obtenir des résultats comparables, très proches des cas idéaux, et ce malgré les approximations faites pour le calcul de la commande et les estimations. Si les mesures sont beaucoup plus retardées et que les observateurs sont basés sur des modèles détaillés (OHPV+OHTV), nous pouvons obtenir des dépassements peu importants sur les différentes grandeurs du système.
A partir de ces résultats, nous pouvons donc penser qu'il vaudrait mieux utiliser la combinaison d'observateurs OHPC+OHTC lorsque les mesures sont peu retardées : nous profiterions pleinement des disponibilités de celles-ci. Dans le cas contraire, nous préconiserions la combinaison OHPV+OHTV. Un tel choix serait d'autant plus motivé par les faits qu'en l'absence de certaines mesures et en comparaison avec la combinaison OHPC+OHTC, les observateurs OHPV et OHTV améliorent globalement la robustesse aux perturbations additives sur les sorties utilisées par les observateurs, la robustesse aux bruits de mesures sur celles-ci et la robustesse aux variations paramètriques.
Nous pouvons noter que ces perturbations ne sont pas rejetées en synthétisant des correcteurs de type P. Ces derniers sont adaptés pour présenter le principe de nos commandes, mais au final nous devons ajouter des intégrateurs sur les sorties régulées (considérer des correcteurs de type PI).



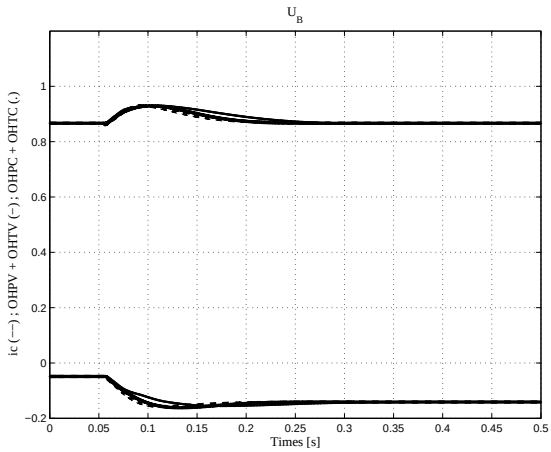
(a) Evolution de P_A et Q_A



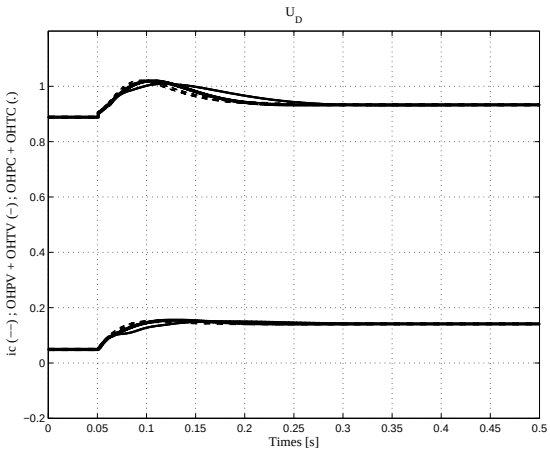
(b) Evolution de P_E et Q_E



(c) Evolution de v_{C1}

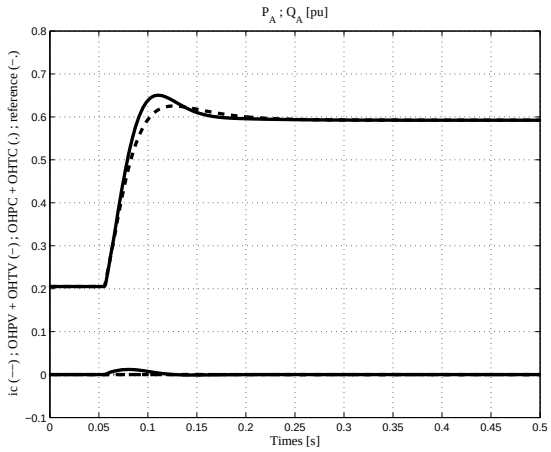


(d) Evolution de U_B

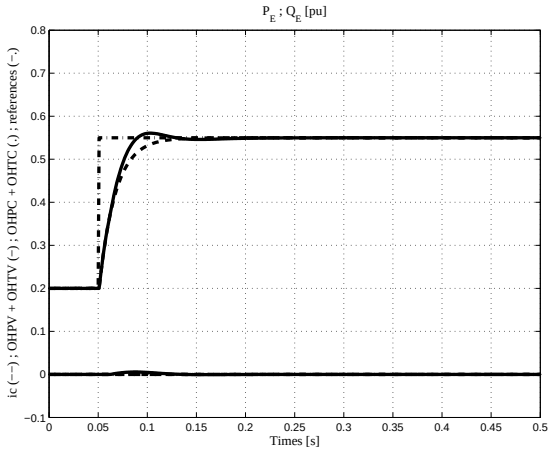


(e) Evolution de U_D

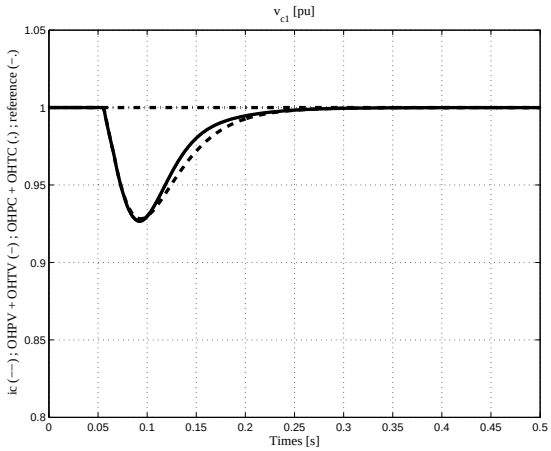
FIG. 5.21 – Source de puissance = bus infini ; l = 500 km ; r = 10



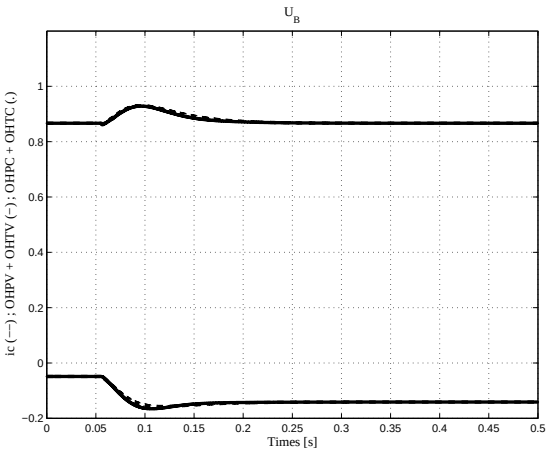
(a) Evolution de P_A et Q_A



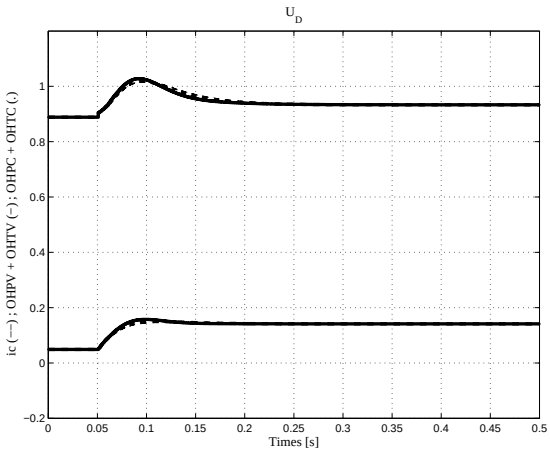
(b) Evolution de P_E et Q_E



(c) Evolution de v_{C1}

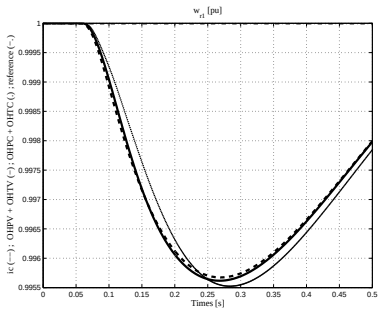


(d) Evolution de U_B

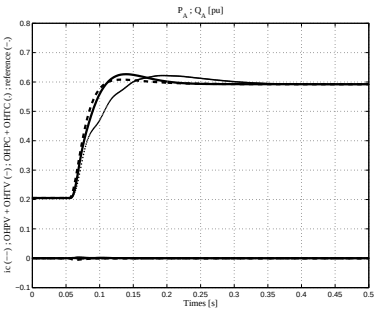


(e) Evolution de U_D

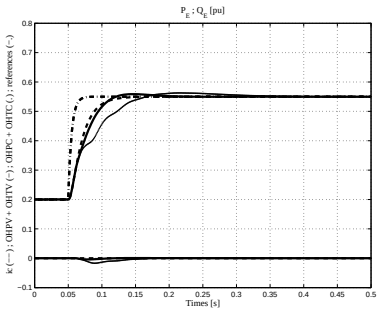
FIG. 5.22 – Source de puissance = bus infini ; l = 500 km ; r = 3



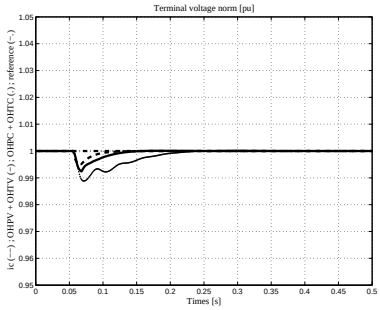
(a) Evolution de X_M



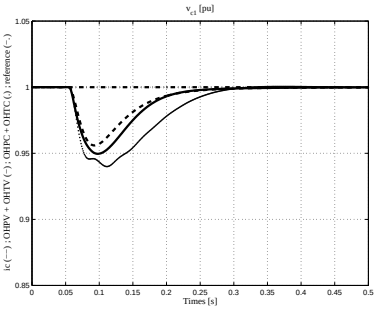
(b) Evolution de P_A et Q_A



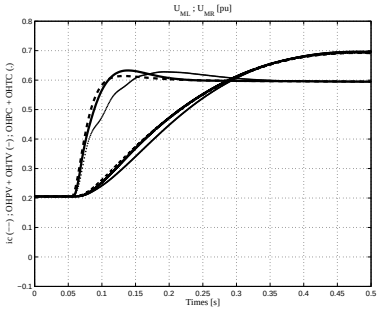
(c) Evolution de P_E et Q_E



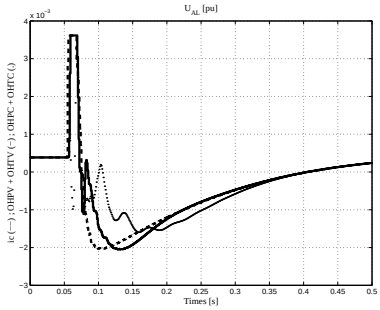
(d) Evolution de N_{Vt}



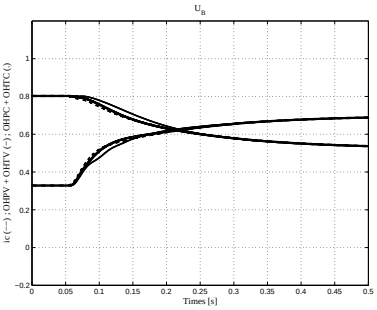
(e) Evolution de v_{C1}



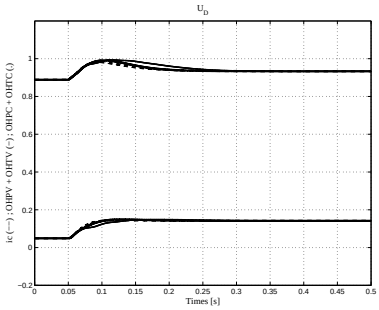
(f) Evolution de U_{ML} et U_{MR}



(g) Evolution de U_{AL}

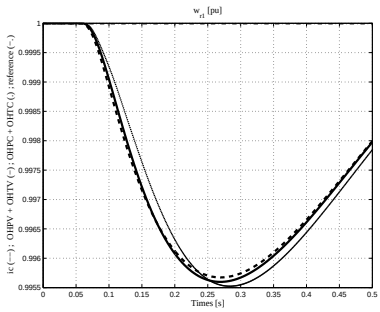


(h) Evolution de U_B

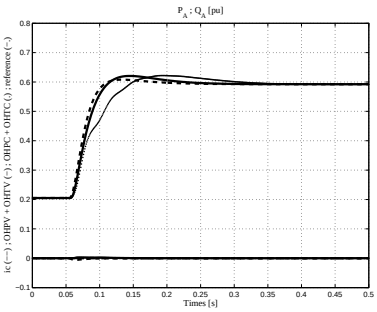


(i) Evolution de U_D

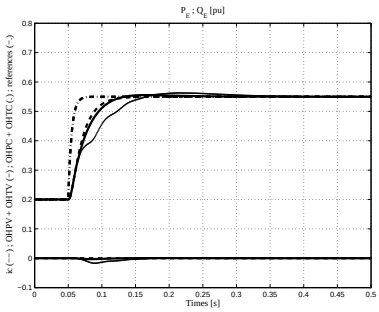
FIG. 5.23 – Source de puissance = génératrice synchrone ; l = 500 km ; r = 10



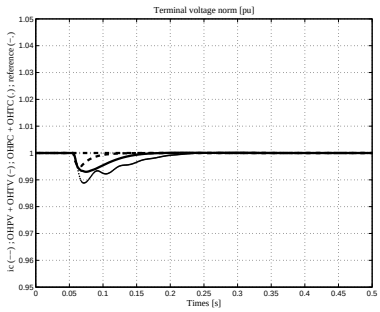
(a) Evolution de X_M



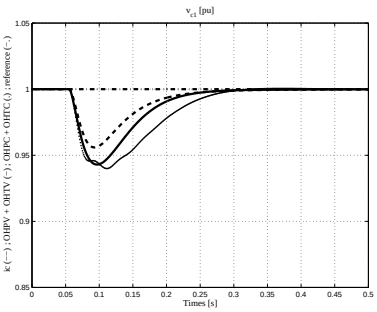
(b) Evolution de P_A et Q_A



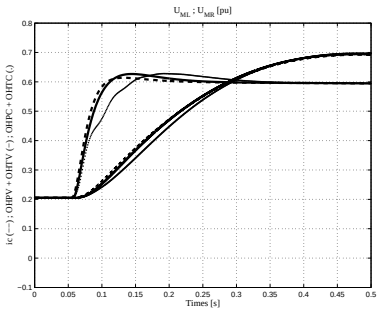
(c) Evolution de P_E et Q_E



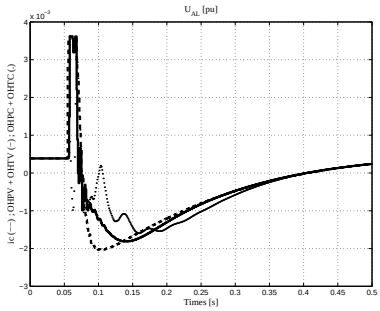
(d) Evolution de N_{Vt}



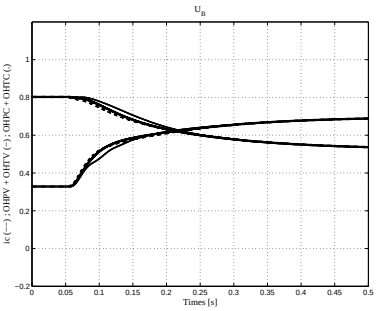
(e) Evolution de v_{C1}



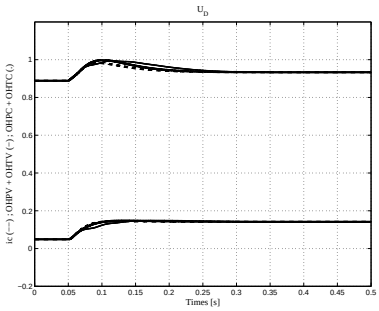
(f) Evolution de U_{ML} et U_{MR}



(g) Evolution de U_{AL}

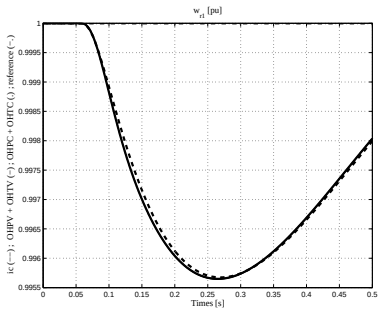


(h) Evolution de U_B

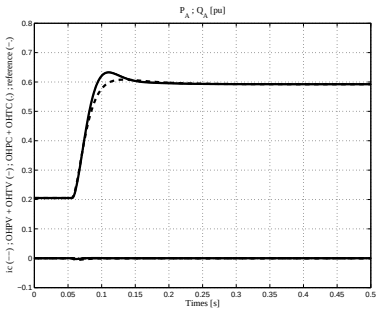


(i) Evolution de U_D

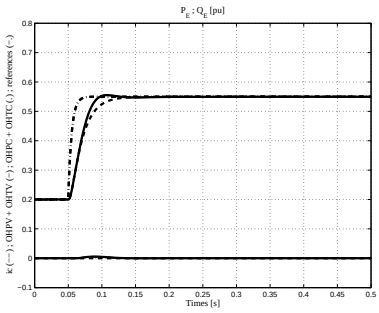
FIG. 5.24 – Source de puissance = génératrice synchrone ; l = 500 km ; r = 10 ; variations des paramètres des observateurs OHPV et OHTV



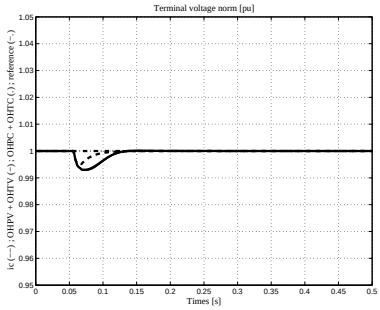
(a) Evolution de X_M



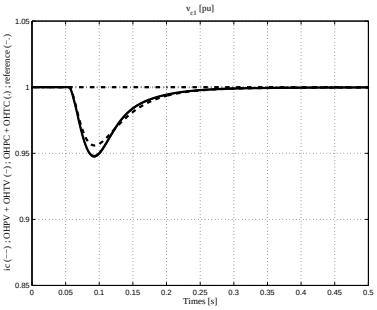
(b) Evolution de P_A et Q_A



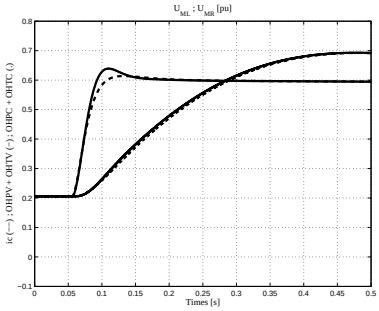
(c) Evolution de P_E et Q_E



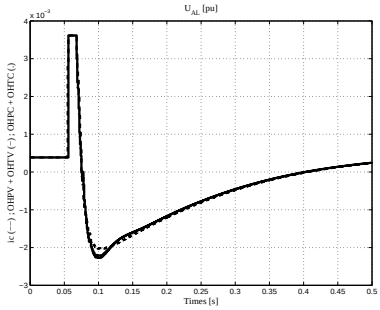
(d) Evolution de N_{Vt}



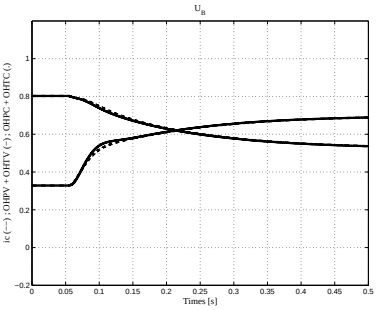
(e) Evolution de v_{C1}



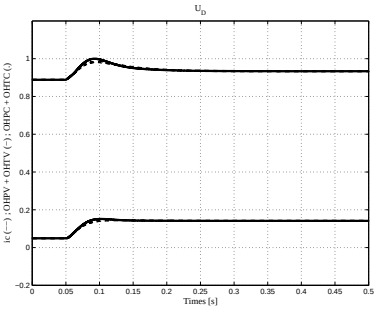
(f) Evolution de U_{ML} et U_{MR}



(g) Evolution de U_{AL}

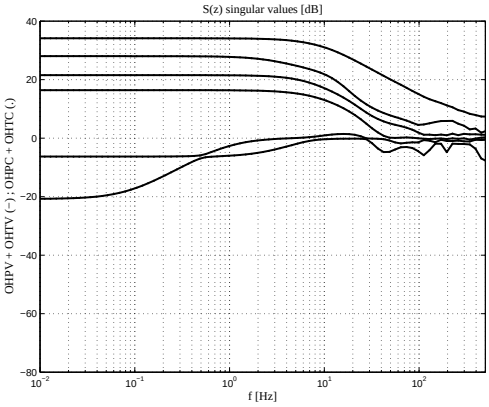


(h) Evolution de U_B

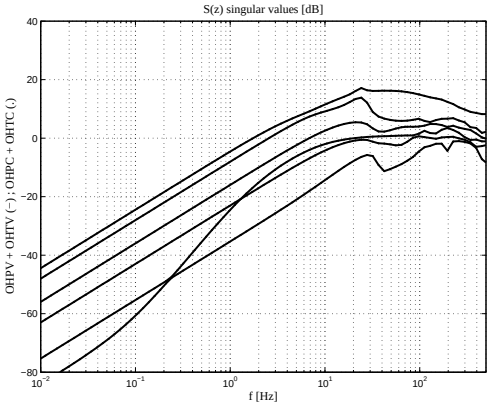


(i) Evolution de U_D

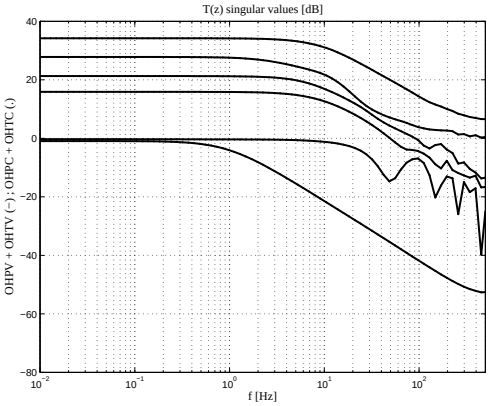
FIG. 5.25 – Source de puissance = génératrice synchrone ; l = 500 km ; r = 3



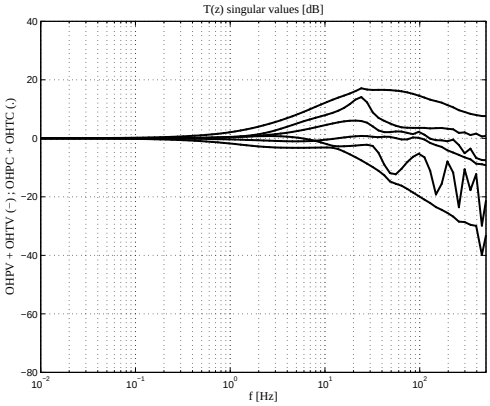
(a) Valeurs singulières de $S(z)$ - Correcteurs NL type P



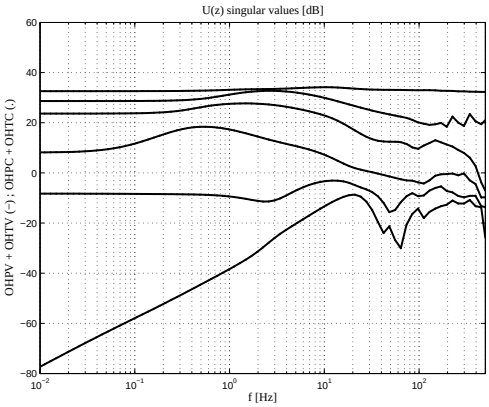
(b) Valeurs singulières de $S(z)$ - Correcteurs NL type PI



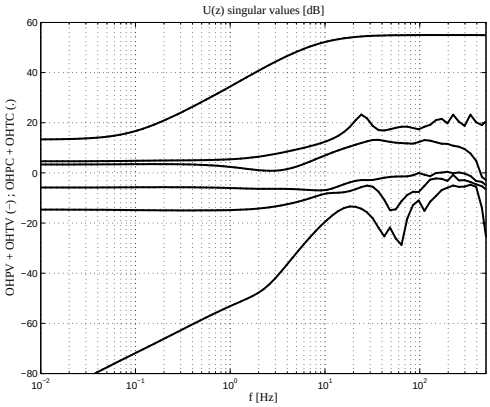
(c) Valeurs singulières de $T(z)$ - Correcteurs NL type P



(d) Valeurs singulières de $T(z)$ - Correcteurs NL type PI

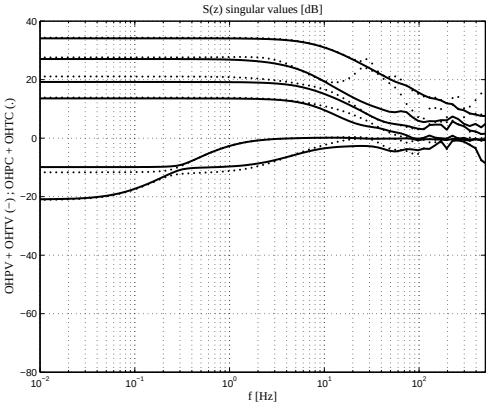


(e) Valeurs singulières de $U(z)$ - Correcteurs NL type P

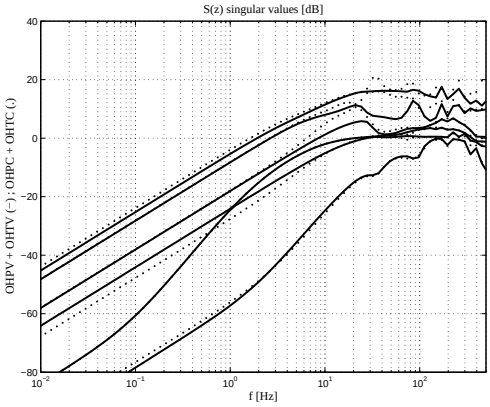


(f) Valeurs singulières de $U(z)$ - Correcteurs NL type PI

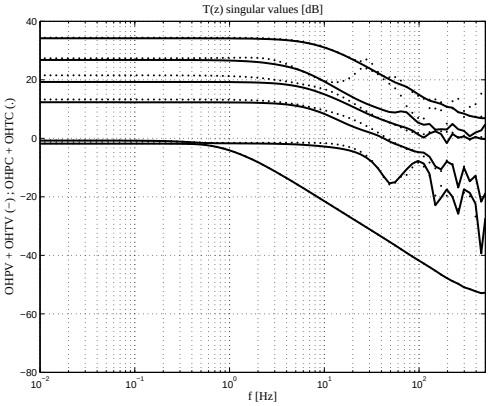
FIG. 5.26 – Fonctions de sensibilité (sortie, complémentaire et entrée) - Source : génératrice synchrone - r = 3



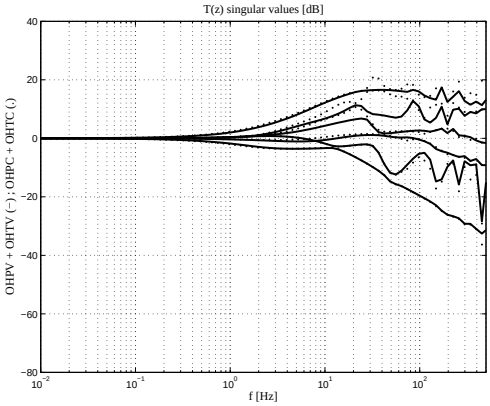
(a) Valeurs singulières de $S(z)$ - Correcteurs NL type P



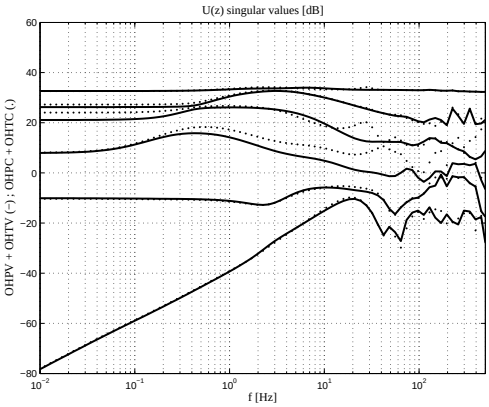
(b) Valeurs singulières de $S(z)$ - Correcteurs NL type PI



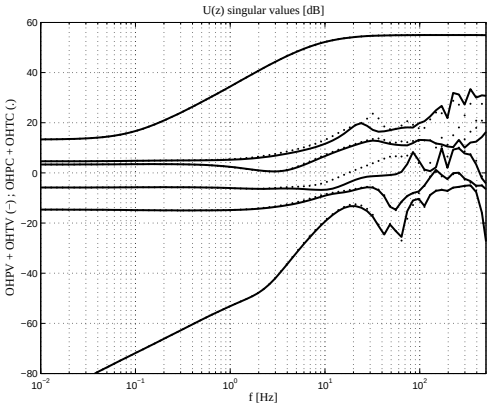
(c) Valeurs singulières de $T(z)$ - Correcteurs NL type P



(d) Valeurs singulières de $T(z)$ - Correcteurs NL type PI

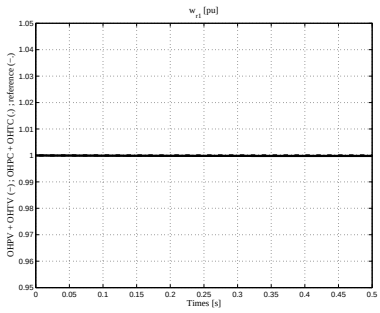


(e) Valeurs singulières de $U(z)$ - Correcteurs NL type P

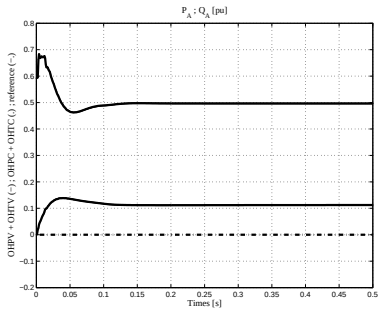


(f) Valeurs singulières de $U(z)$ - Correcteurs NL type PI

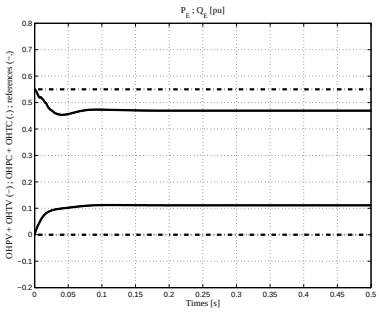
FIG. 5.27 – Fonctions de sensibilité (sortie, complémentaire et entrée) - Source : génératrice synchrone - r = 10



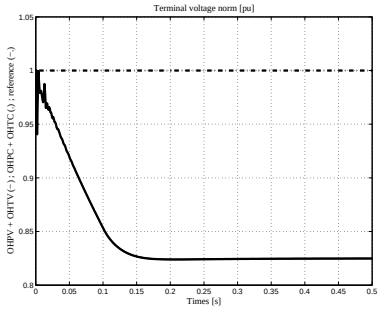
(a) Evolution de X_M



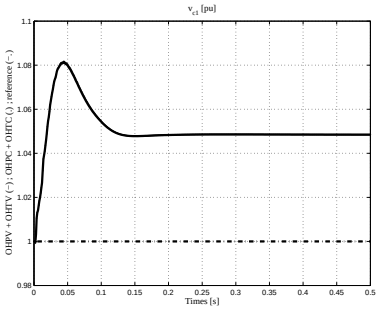
(b) Evolution de P_A et Q_A



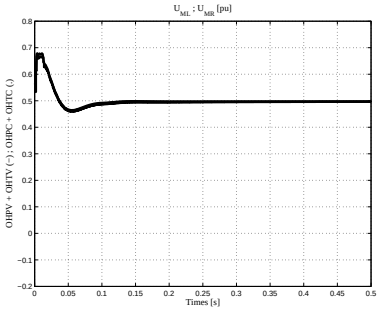
(c) Evolution de P_E et Q_E



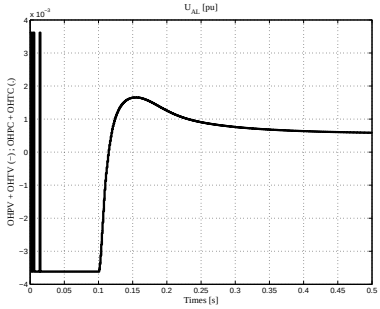
(d) Evolution de N_{Vt}



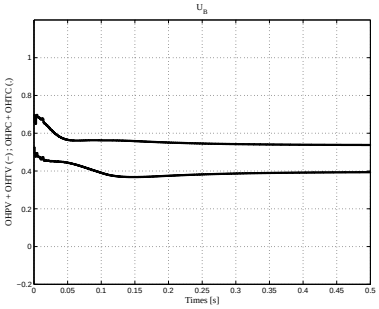
(e) Evolution de v_{C1}



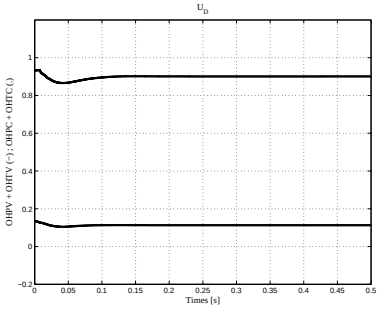
(f) Evolution de U_{ML} et U_{MR}



(g) Evolution de U_{AL}

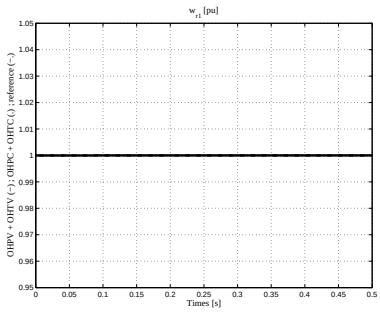


(h) Evolution de U_B

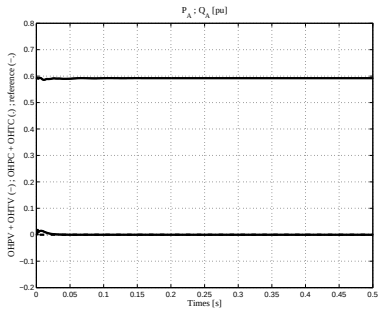


(i) Evolution de U_D

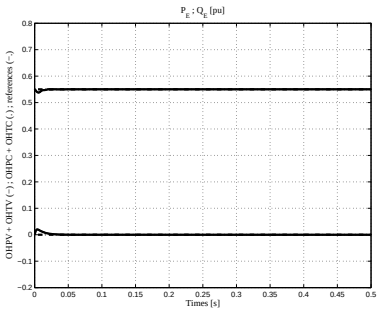
FIG. 5.28 – Source de puissance = génératrice synchrone ; l = 500 km ; r = 3 ; robustesse face à des variations paramètriques



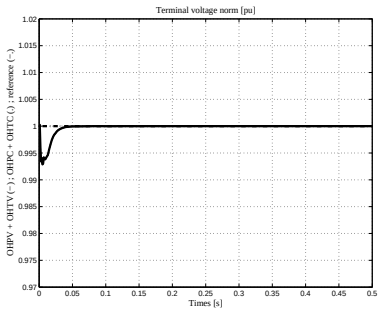
(a) Evolution de X_M



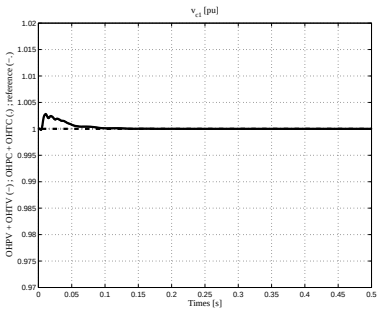
(b) Evolution de P_A et Q_A



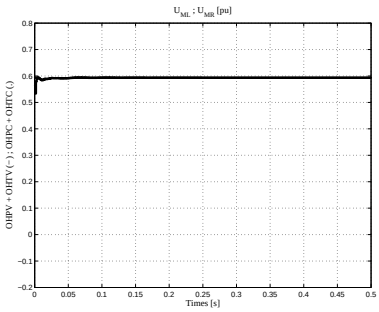
(c) Evolution de P_E et Q_E



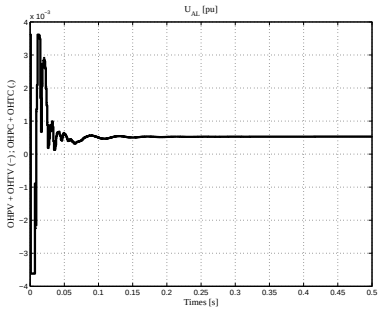
(d) Evolution de N_{Vt}



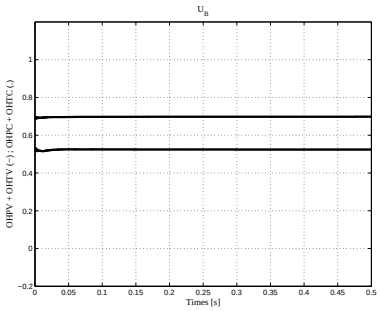
(e) Evolution de v_{C1}



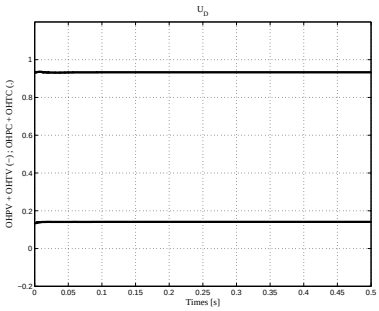
(f) Evolution de U_{ML} et U_{MR}



(g) Evolution de U_{AL}

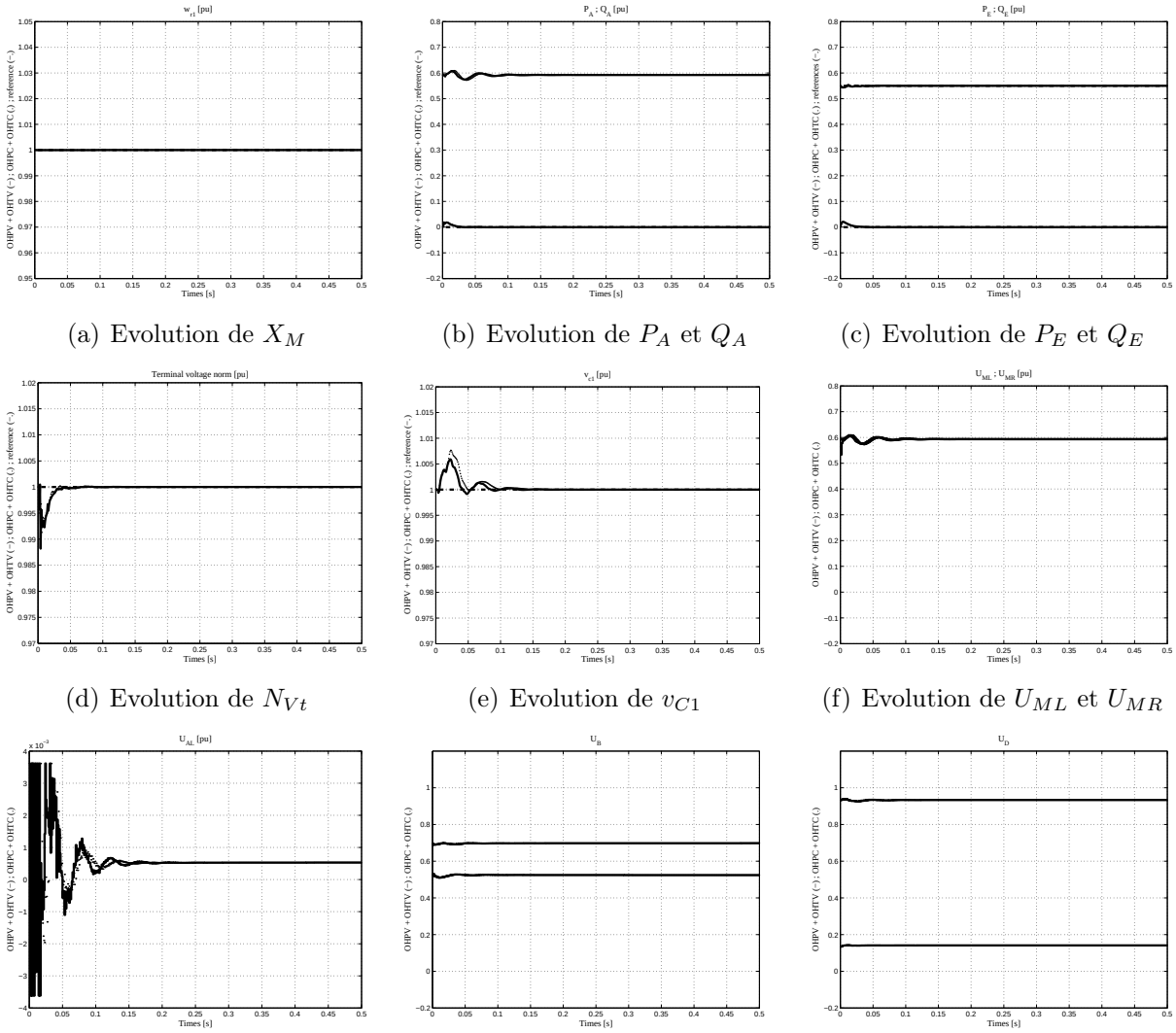


(h) Evolution de U_B



(i) Evolution de U_D

FIG. 5.29 – Source de puissance = génératrice synchrone ; l = 500 km ; r = 3 ; robustesse face à des variations paramètriques



(a) Evolution de X_M (b) Evolution de P_A et Q_A (c) Evolution de P_E et Q_E

(d) Evolution de N_{Vt} (e) Evolution de v_{C1} (f) Evolution de U_{ML} et U_{MR}

(g) Evolution de U_{AL} (h) Evolution de U_B (i) Evolution de U_D

FIG. 5.30 – Source de puissance = génératrice synchrone ; l = 500 km ; r = 10 ; robustesse face à des variations paramètriques

5.6 Une extension des résultats : configurations multi-terminaux

Nous avons, dans la section précédente, étudié les synthèses d'observateurs et de commandes en vue de stabiliser le transport d'énergie continue entre une source de puissance (un bus infini ou une génératrice synchrone) et une charge. Cette étude a été basée sur l'hypothèse qu'à chaque extrémité de la ligne de transmission, les

différents acteurs se voyaient mutuellement, non pas par un comportement "réel" mais par un modèle approché de celui-ci. De ce fait, nous avons pu décentraliser leurs lois de commande respectives. La question que nous pouvons à présent nous poser, consiste à se demander si la démarche présentée, peut être étendue à des configurations multiterminales. Pour ce faire, il est tout d'abord nécessaire de définir la configuration adoptée, les acteurs présents ainsi que leurs rôles au sein de la transmission de puissance.

Dans le chapitre 2, nous avons vu que les configurations parallèles en connexion radiale offraient de nombreux avantages (flexibilité, diminution des pertes de lignes, etc) et étaient, par conséquent, les plus utilisées dans les transmissions multiterminales. Cette configuration a donc été l'objet de notre cas d'étude. Plus précisément, nous avons considéré que la transmission de puissance se faisait entre deux sources et une charge. De plus, avec l'ambition de généraliser au mieux notre étude, nous avons fait le choix de représenter les sources de puissance soit par deux bus infinis (deux "gros" réseaux), soit par deux génératrices synchrones (deux réseaux "faibles"). Toutefois, nous avons pu voir à travers notre recherche que le modèle de la source n'avait, d'un point de vue méthodologique, pas d'influence majeure sur la synthèse des commandes ou des observateurs. C'est pour cette raison que nous allons limiter leur présentation au cas de figure où les sources de puissance sont modélisées uniquement par deux génératrices synchrones.

Nous avons de nouveau supposé que la charge émettait la volonté d'avoir une certaine puissance et que les sources devaient s'adapter à celle-ci. La formulation générale du problème de commande reste donc identique à celui qui a été auparavant exposé dans ce mémoire. Malgré tout, il est important de clarifier le rôle de chacune des sources de puissance. Nous savons que la régulation de la tension du bus continu est primordiale dans la transmission de puissance. Nous devons alors nous demander comment celle-ci va être réalisée : est ce que les deux sources s'en préoccupent en même temps ou alors ce rôle n'est-il pas dédié à une seule ? Généralement dans une configuration parallèle, un seul terminal fixe la tension du bus continu [27, 28]. Son objectif est donc d'adapter la puissance qu'il délivre de sorte que les charges reçoivent les puissances qu'elles souhaitent, indépendamment des variations de puissance des autres sources. Une autre formulation, expliquant le rôle de ce terminal, consiste à dire qu'il est responsable de l'équilibrage des courants circulant aux deux extrémités de la ligne de transmission (la somme des courants entrant dans la ligne doit être égale à la somme des courants sortant de celle-ci) [40, 34].
Ainsi, le problème de commande peut être résumé par la régulation des vitesses angulaires des génératrices synchrones, celle de la norme de leur tension terminale, celle des puissances actives de la charge et d'une des génératrices, celle de de la tension du bus continu ainsi que celle des puissances réactives des sources et de la charge.

Cette section est organisée de la manière suivante : nous rappellerons dans un premier temps le modèle mathématique du système étudié. Nous détaillerons ensuite la synthèse des observateurs, qui auront de nouveau pour objectif la reconstruction de l'état du système en présence (ou non) de retards de mesure, et nous donnerons l'expression des systèmes d'équations non linéaires à résoudre, en vue d'obtenir une décentralisation des lois de commande. Finalement, nous validerons les commandes par l'intermédiaire de simulations.

5.6.1 Modélisation du système

Les deux sources de puissance sont reliées par l'intermédiaire d'une connexion radiale. Cela signifie que le courant entrant dans le condensateur de lissage est la somme des courants sortant des redresseurs. Partant de ce principe, le système peut être modélisé par les équations suivantes :

Equations dynamiques : $(i \in \{1, 2\})$

$$\begin{aligned}
X_{M_{ik+1}} &= A_{M_i} X_{M_{ik}} + B_{M_i L} U_{M_i L_k} + B_{M_i R} U_{M_i R_k} + B_{M_i RN} U_{M_i R_{k+1}} + A_{M_{i0}} X_{M_{i0}} \\
X_{A_{ik+1}} &= A_{A_i}\left(X_{M_{ik}}\right) X_{A_{ik}} + B_{A_i L} U_{A_i L_k} + B_{A_i R_b} U_{A_i R_{bk}} + B_{A_i R_e} U_{A_i R_{ek}} \\
X_{C_{k+1}} &= A_C X_{C_k} + B_{CL_b} U_{CL_{bk}} + B_{CL_e} U_{CL_{ek}} + B_{CR_b} U_{CR_{bk}} + B_{CR_e} U_{CR_{ek}} \\
X_{E_{k+1}} &= A_E X_{E_k} + B_{ER} U_{ER_k} + B_{ERN} U_{ER_{k+1}} + B_{EL_b} U_{EL_{bk}} + B_{EL_e} U_{EL_{ek}}
\end{aligned}$$

Equations algébriques :

$$\begin{aligned}
U_{M_i R_k} &= \frac{1}{2} X_{A_{ik}}^T M_{T_{ie}} X_{A_{ik}} & U_{A_i R_{bk}} &= Y_{CL_{ik}} U_{B_{ik}} & U_{CL_{ibk}} &= Y_{A_i R_k}^T U_{B_{ik}} \\
U_{M_i R_{k+1}} &= \frac{1}{2} X_{A_{ik+1}}^T M_{T_{ie}} X_{A_{ik+1}} & U_{A_i R_{ek}} &= Y_{CL_{ik+1}} U_{B_{ik}} & U_{CL_{iek}} &= Y_{A_i R_{k+1}}^T U_{B_{ik}} \\
U_{CL_{bk}} &= U_{CL_{1bk}} + U_{CL_{2bk}} & U_{CR_{bk}} &= Y_{EL_k}^T U_{D_k} & U_{EL_{bk}} &= Y_{CR_k} U_{D_k} \\
U_{CL_{ek}} &= U_{CL_{1ek}} + U_{CL_{2ek}} & U_{CR_{ek}} &= Y_{EL_{k+1}}^T U_{D_k} & U_{EL_{ek}} &= Y_{CR_{k+1}} U_{D_k}
\end{aligned}$$

Où les grandeurs $Y_{A_i R_k}$, $Y_{A_i R_{k+1}}$, $Y_{CL_{ik}}$, $Y_{CL_{ik+1}}$, Y_{CR_k}, $Y_{CR_{k+1}}$, Y_{EL_k} et $Y_{EL_{k+1}}$ sont définies par :

$$\begin{aligned}
Y_{A_i R_k} &= C_{A_i R} X_{A_{ik}} & Y_{CL_{ik}} &= C_{CL_i} X_{C_k} & Y_{CR_k} &= C_{CR} X_{C_k} \\
Y_{A_i R_{k+1}} &= C_{A_i R} X_{A_{ik+1}} & Y_{CL_{ik+1}} &= C_{CL_i} X_{C_{k+1}} & Y_{CR_{k+1}} &= C_{CR} X_{C_{k+1}} \\
Y_{EL_k} &= C_{EL} X_{E_k} \\
Y_{EL_{k+1}} &= C_{EL} X_{E_{k+1}}
\end{aligned}$$

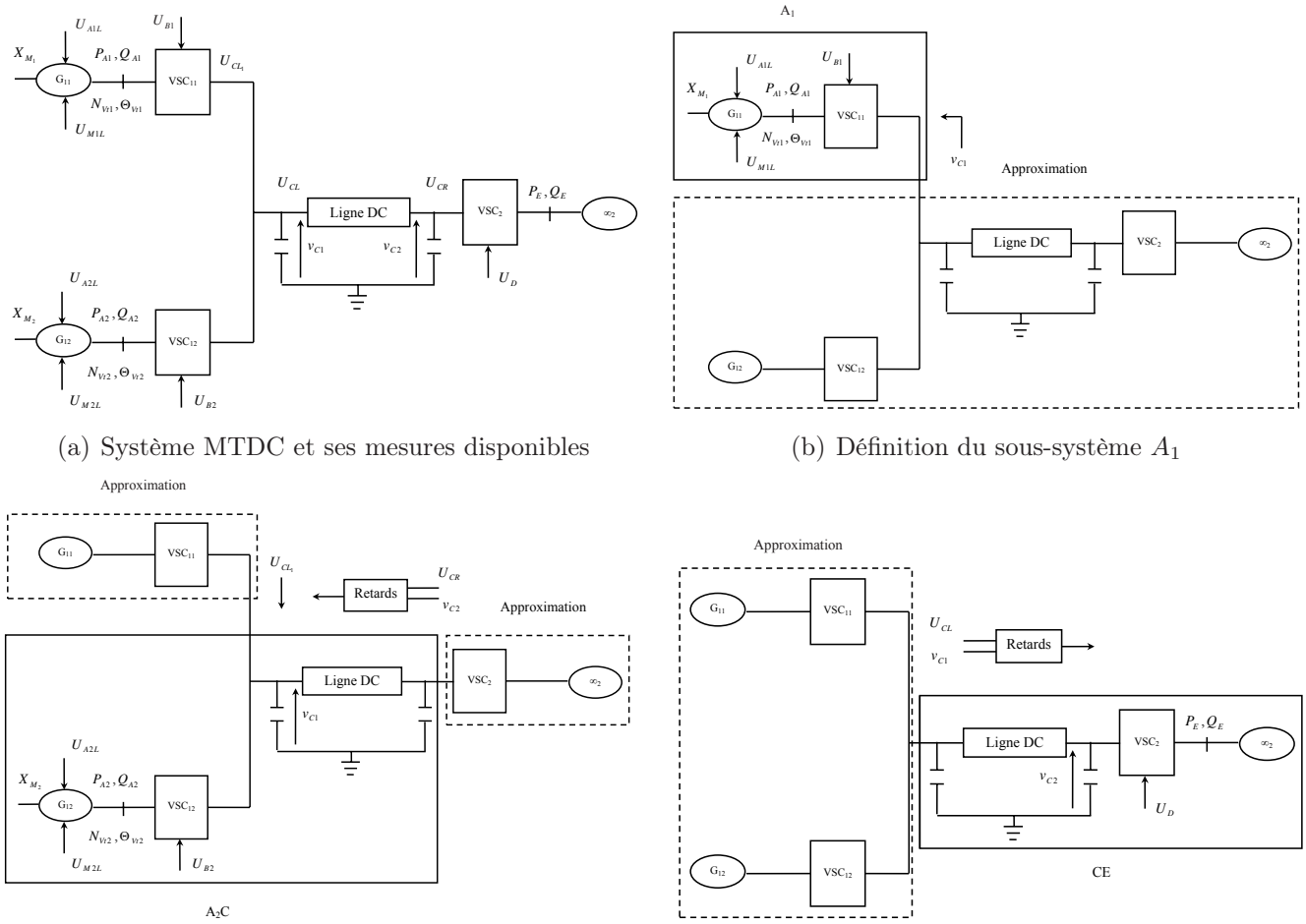
5.6.2 Observation du système

Dans cette partie, nous allons détailler la synthèse des observateurs du système qui auront pour objectif la reconstruction de l'état du système en présence (ou non) de retards de mesure. Cette étude est réalisée sans perdre de vue que nous voulons aussi décentraliser les lois de commande. Il est donc, dans un premier temps, nécessaire de répondre à la question suivante : comment allons-nous découper le système ? L'idée la plus simple que l'on puisse avoir, et ce en vue de réutiliser les résultats exposés tout au long de ce chapitre, est de réaliser ce découpage comme l'indique la figure 5.31. Ainsi, nous définissons trois sous-systèmes que nous nommons "A_1", "A_2C" et "CE". Il est important de noter que le choix de ce découpage a été fait dans l'hypothèse que le sous-système "A_1" avait pour rôle de fournir une puissance et que le sous-système "A_2C" s'occupait quant à lui de la régulation de la tension du bus continu. Bien entendu, cette hypothèse ne limite pas notre étude car nous pouvons voir que le système est parfaitement symétrique du point de vue des sources de puissance.

Comme nous avons pu le voir, le sous-système "A_2C" a principalement pour rôle de maintenir la tension du bus continu à une valeur constante, et ce en dépit des variations des puissances de la charge ou de la génératrice synchrone G_{11}, qui sont pour lui des perturbations. L'observateur de ce sous-système aura donc pour objectif de reconstruire son état ainsi que les puissances de la charge et de la génératrice. Il est par conséquent nécessaire de faire des hypothèses sur l'évolution de ces puissances. Nous allons de nouveau supposer que, du point de vue du sous-système "A_2C", elles restent constantes au cours du temps.

Les fonctionnements des sous-systèmes "A_1" et "CE" doivent, quant à eux, se baser sur l'hypothèse d'un comportement approché du sous-système "A_2C". Ainsi, nous supposerons que, de leur point de vue, la tension du bus continu (v_{C1}) reste constante au cours du temps. Leurs observateurs respectifs devront donc reconstruire leurs états ainsi que l'évolution de cette tension.

Les concepts de base de chaque observateur ayant été définis, nous allons à présent nous préoccuper de leurs synthèses. Nous pouvons toutefois noter que nous n'étudierons pas celle de l'observateur du sous-système "CE". En effet, celle-ci a déjà été réalisée dans la section 5.4.



(a) Système MTDC et ses mesures disponibles

(b) Définition du sous-système A_1

(c) Définition du sous-système A_2C

(d) Définition du sous-système CE

FIG. 5.31 – Observation d'un système MTDC à connexion radiale

Synthèse de l'observateur du sous-système A_1

L'observateur du sous-système A_1 (cf figure 5.31(b)) est basé sur l'hypothèse que la tension du bus continu (v_{C1}) est constante au cours du temps. De plus, nous allons supposer que les mesures disponibles sont la vitesse angulaire de la génératrice synchrone (X_{M_1}), les puissances active et réactive de celle-ci (P_{A1} et Q_{A1}), la norme et la phase de la tension terminale ($N_{V_{t1}}$ et $\Theta_{V_{t1}}$) et finalement la tension v_{C1}. Nous pouvons noter que nous n'avons pas considéré de retard de communication sur l'ensemble de ces mesures, et plus particulièrement sur celle de v_{C1}. Nous avons fait cette hypothèse car le sous-système A_1 se trouve géographiquement du même côté que cette mesure.

A partir du modèle de la génératrice G_{11} et des approximations qui ont été faites, nous

pouvons donc dire que le modèle de l'observateur utilise les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
X_{M_{1k+1}} &= A_{M_1}X_{M_{1k}} + B_{M_1L}U_{M_1L_k} + \bar{B}_{M_1R}U_{M_1R_k} + A_{M_{10}}X_{M_{10}} && (5.6.1)\\
X_{A_{1k+1}} &= A_{A_1}X_{A_{1k}} + B_{A_1L}U_{A_1L_k} + B'_{A_1R_{be}}v_{C1_k}U_{B_{1k}} && (5.6.2)\\
V_{t1_{k+1}} &= A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}X_{A_{1k+1}} + A^{V_{t1}}_{A_1}C^{V_{t1}}_{A_1}X_{A_{1k}} + B^{V_{t1}}_{A_1}V_{t1_k} + B'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}}v_{C1_k}U_{B_{1k}} && (5.6.3)\\
v_{C1_{k+1}} &= v_{C1_k} && (5.6.4)
\end{aligned}$$

Où :

$$\begin{aligned}
B'_{A_1R_{be}} &= \frac{1}{2}k_{ac_{11}}\left(B_{A_1R_b} + B_{A_1R_e}\right) \qquad B'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}} = \frac{1}{2}k_{ac_{11}}\left(B^{V_{t1}}_{A_1R_b} + B^{V_{t1}}_{A_1R_e}\right)\\
\bar{B}_{M_1R} &= B_{M_1R} + B_{M_1RN}
\end{aligned}$$

Remarque 5.6.1. Les relations (5.6.2) et (5.6.3) sont obtenues à partir de l'équation algébrique : $Y_{CL_{1k}} = \frac{1}{2}k_{ac_{11}}v_{C1_k}$.

Remarque 5.6.2. Il est important de noter que les matrices définies dans les équations (5.6.2) et (5.6.3) dépendent de la mesure de la vitesse angulaire $\left(X^m_{M_{1k}}\right)$.

Afin d'établir directement le modèle de l'observateur sous une forme standard, nous allons ré-écrire la dynamique des composantes de la tension terminale (équation (5.6.3)) en fonction des états exprimés à l'instant k. Pour ce faire, nous allons utiliser l'équation (5.6.2). Nous avons ainsi :

$$\begin{aligned}
V_{t1_{k+1}} &= A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}\left(A_{A_1}X_{A_{1k}} + B_{A_1L}U_{A_1L_k} + B'_{A_1R_{be}}v_{C1_k}U_{B_{1k}}\right) + A^{V_{t1}}_{A_1}C^{V_{t1}}_{A_1}X_{A_{1k}}\ldots\\
&\quad \ldots + B^{V_{t1}}_{A_1}V_{t1_k} + B'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}}v_{C1_k}U_{B_{1k}}\\
&= \left[A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}A_{A_1} + A^{V_{t1}}_{A_1}C^{V_{t1}}_{A_1}\right]X_{A_{1k}} + B^{V_{t1}}_{A_1}V_{t1_k} + A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}B_{A_1L}U_{A_1L_k}\ldots\\
&\quad \ldots + \left[A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}B'_{A_1R_{be}} + B'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}}\right]v_{C1_k}U_{B_{1k}} && (5.6.5)
\end{aligned}$$

Soient les matrices $\bar{A}^{V_{t1}}_{A_1}$, $\bar{B}^{V_{t1}}_{A_1L}$ et $\bar{B}'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}}$ définies par :

$$\begin{aligned}
\bar{A}^{V_{t1}}_{A_1} &= A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}A_{A_1} + A^{V_{t1}}_{A_1}C^{V_{t1}}_{A_1} \qquad \bar{B}^{V_{t1}}_{A_1L} = A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}B_{A_1L}\\
\bar{B}'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}} &= A^{V_{t1}}_{A_1N}C^{V_{t1}}_{A_1}B'_{A_1R_{be}} + B'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}}
\end{aligned}$$

L'équation (5.6.5) peut donc s'exprimer sous la forme :

$$V_{t1_{k+1}} = \bar{A}^{V_{t1}}_{A_1}X_{A_{1k}} + B^{V_{t1}}_{A_1}V_{t1_k} + \bar{B}^{V_{t1}}_{A_1L}U_{A_1L_k} + \bar{B}'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}}v_{C1_k}U_{B_{1k}} \qquad (5.6.6)$$

Finalement, à partir des équations (5.6.1), (5.6.2), (5.6.6), (5.6.4), le modèle du système utilisé pour la synthèse de l'observateur est le suivant :

$$\left\{\begin{aligned}
\bar{X}_{A_{1k+1}} &= \bar{F}^{A_1}\left(\bar{X}_{A1_k}, U_{B_{1k}}\right) + \bar{B}^{A_1}_{A_1L}U_{A_1L_k} + \bar{B}^{A_1}_{M_1L}U_{M_1L_k} + \bar{A}^{A_1}_{M_{10}}X_{M_{10}}\\
\bar{y}_k &= \bar{h}^{A_1}\left(\bar{X}_{A_{1k}}\right)
\end{aligned}\right. \qquad (5.6.7)$$

Où :

$$\begin{aligned}\bar{X}_{A_1} &= \begin{bmatrix} X_{M_1} & X_{A_1} & V_{t1} & v_{C1} \end{bmatrix}^T \\ \bar{y} &= \begin{bmatrix} X_{M_1} & P_{A_1} & Q_{A_1} & N_{V_{t1}} & \Theta_{V_{t1}} & v_{C1} \end{bmatrix}^T\end{aligned}$$

$$\bar{F}^{A_1} = \begin{bmatrix} A_{M_1} & \frac{\bar{B}_{M_1R}}{2} X^T_{A_{1k}} M_{T_{1e}} & 0 & 0 \\ 0 & A_{A_1} & 0 & B'_{A_1R_{be}} U_{B_{1k}} \\ 0 & \bar{A}^{V_{t1}}_{A_1} & B^{V_{t1}}_{A_1} & \bar{B}'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}} U_{B_{1k}} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{M_1} \\ X_{A_1} \\ V_{t1} \\ v_{C1} \end{bmatrix}_k \qquad \bar{B}^{AC}_{A_1L} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_{A_1L} \\ \bar{B}^{V_{t1}}_{A_1L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}^{A_1}_{M_1L} = \begin{bmatrix} B_{M_1L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \bar{A}^{A_1}_{M_{10}} = \begin{bmatrix} A_{M_{10}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \bar{h}^{AC} = \begin{bmatrix} X_{M_{1k}} \\ V^T_{t1_k} C^{V_{t1}}_{A_1} X_{A_{1k}} \\ \bar{V}_{t1_k} X_{A_{1k}} \\ \sqrt{V^T_{t1_k} V_{t1_k}} \\ atan\left(\frac{V_{t1_{qk}}}{V_{t1_{dk}}}\right) \\ v_{C1_k} \end{bmatrix}$$

En supposant que le système (5.6.7) est observable, nous pouvons utiliser un observateur de Kalman étendu pour reconstruire son état.

Observateur du sous-système A_2C

L'observateur du sous-système A_2C (cf figure 5.31(b)) suppose que les puissances de la génératrice G_{11} et de la charge (resp P_{11c0} et P_{2c0}) sont constantes au cours du temps. Les mesures qu'il utilise sont la vitesse angulaire de la génératrice synchrone (X_{M_2}), les puissances active et réactive de celle-ci (P_{A2} et Q_{A2}), la norme et la phase de la tension terminale ($N_{V_{t2}}$ et $\Theta_{V_{t2}}$), les tensions du bus continu (v_{C1} et v_{C2}), le courant continu du convertisseur VSC_{11} (U_{CL_1}) et finalement le courant continu du convertisseur VSC_2 (U_{CR}). De plus, la ligne de transmission étant de longueur considérable, nous allons de nouveau supposer que les mesures v_{C2} et U_{CR} sont soumises à des retards de communication.

A partir des approximations qui ont été faites, ainsi que des modèles de la génératrice synchrone G_{12} et de la ligne de transmission, nous pouvons dire que le modèle de l'ob-

servateur est basé sur les relations :

$$\begin{aligned}
X_{M_{2k+1}} &= A_{M_2}X_{M_{2k}} + B_{M_2L}U_{M_2L_k} + \bar{B}_{M_2R}U_{M_2R_k} + A_{M_{20}}X_{M_{20}} \\
X_{A_{2k+1}} &= A_{A_2}X_{A_{2k}} + B_{A_2L}U_{A_2L_k} + B_{A_2R_b}U_{A_2R_{bk}} + B_{A_2R_e}U_{A_2R_{ek}} \\
V_{t2_{k+1}} &= A^{V_{t2}}_{A_2N}C^{V_{t2}}_{A_2}X_{A_{2k+1}} + A^{V_{t2}}_{A_2}C^{V_{t2}}_{A_2}X_{A_{2k}} + B^{V_{t2}}_{A_2}V_{t2_k} + B^{V_{t2}}_{A_2R_b}U_{A_2R_{b_k}} + B^{V_{t2}}_{A_2R_e}U_{A_2R_{e_k}} \\
X_{C_{k+1}} &= A_CX_{C_k} + B_{CL_b}U_{CL_{2bk}} + B_{CL_e}U_{CL_{2ek}} + B_{CL_{be}}U_{CL_{1k}} + B_{CR_{be}}U_{CR_k}
\end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
U_{CL_{1k}} &= \frac{P_{11c0_k}}{v_{C1_k}} & U_{CR_k} &= \frac{P_{2c0_k}}{v_{C2_k}} \\
P_{11c0_{k+1}} &= P_{11c0_k} & P_{2c0_{k+1}} &= P_{2c0_k}
\end{aligned}$$

Si nous nous référons aux relations de la section 5.5 (cf équations (5.5.1) à (5.5.4)), nous pouvons constater que la seule modification (mis à part les indices) concerne l'apparition de la grandeur $U_{CL_{1k}}$ dans l'équation dynamique de la partie continue du système. Du fait que cette variable s'exprime de manière linéaire dans l'équation, nous pouvons dire que le modèle utilisé pour synthétiser l'observateur du sous-système A_2C est, à quelques termes près, quasi-identique à celui présenté dans la section 5.5. Il s'exprime sous la forme :

$$\begin{cases}
\bar{X}_{A_2C_{k+1}} = \bar{F}^{A_2C}\left(\bar{X}_{A_2C_k}, U_{B_{2k}}\right) + \bar{B}^{A_2C}_{A_2L_k}\left(U_{B_{2k}}\right)U_{A_2L_k} + \bar{B}^{A_2C}_{M_2L}U_{M_2L_k} + \bar{A}^{A_2C}_{M_{20}}X_{M_{20}} \\
\bar{y}_k = \bar{h}^{A_2C}\left(\bar{X}_{A_2C_k}\right)
\end{cases} \tag{5.6.8}$$

Où :

$$\begin{aligned}
\bar{X}_{A_2C} &= \begin{bmatrix} X_{M_2} & X_{A_2} & V_{t2} & X_C & Z_{U_{CR_r}} & Z_{v_{C2_r}} & P_{2c0} & P_{11c0} \end{bmatrix}^T \\
\bar{y} &= \begin{bmatrix} X_{M_2} & P_{A_2} & Q_{A_2} & N_{V_{t2}} & \Theta_{V_{t2}} & v_{C1} & v_{C2m} & U_{CRm} & U_{CL_1} \end{bmatrix}^T
\end{aligned}$$

Compte-tenu de l'arrangement des variables du vecteur d'état ainsi que celui des variables du vecteur de sortie, nous avons en comparaison avec les matrices du système (5.5.17), l'apparition des termes $\bar{F}^{A_2C}_{28}$, $\bar{F}^{A_2C}_{38}$, $\bar{F}^{A_2C}_{48}$, $\bar{F}^{A_2C}_{88}$ et $\bar{h}^{A_2C}_{8}$ définis par :

$$\begin{aligned}
&F^{A_2C}_{28} = \bar{E}^{-1}_{A_2L}B_{A_2R_e}U_{B_{2k}}C_{CL_2}B_{CL_{be}} && F^{A_2C}_{38} = \bar{A}^{V_{t2}}_{UCL_1} + \bar{A}^{V_{t2}}_{A_2N}F^{A_2C}_{28} && F^{AC}_{48} = \bar{E}^{-1}_{CL}B_{CL_{be}} \\
&\bar{F}^{A_2C}_{28} = \frac{F^{A_2C}_{28}}{v_{C1}} && \bar{F}^{A_2C}_{38} = \frac{F^{A_2C}_{38}}{v_{C1}} && \bar{F}^{A_2C}_{48} = \frac{F^{A_2C}_{48}}{v_{C1}} \\
&\bar{A}^{V_{t2}}_{UCL_1} = B^{V_{t2}}_{A_2R_e}U_{B_{2k}}C_{CL_2}B_{CL_{be}} && \bar{F}^{A_2C}_{88} = 1 && \bar{h}^{A_2C}_{8} = \frac{P_{11c0}}{v_{C1}}
\end{aligned}$$

Remarque 5.6.3. La mesure $U_{CL_{1k}}$ est définie de la même manière que les variables U_{CL_k} ou U_{CR_k}, c'est-à-dire par la relation : $U_{CL_{1k}} = \frac{1}{2}\left(U_{CL_{1bk-1}} + U_{CL_{1ek-1}}\right)$

5.6.3 Expression des lois de commande

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la définition des lois de commande qui garantissent les objectifs que nous nous étions fixés.
Nous pouvons constater à travers le découpage proposé dans la figure 5.31, que la commande de notre système multiterminal n'est pas tellement différente de celle utilisée pour une transmission entre deux terminaux. En effet, du fait que nous avons considéré une seule charge, les lois de commande à droite de la ligne de transmission, et qui permettent la régulation des puissances active et réactive, sont rigoureusement identiques à celles exposées dans la section 5.5. De la même manière, nous avons supposé que le sous-système "A_2C" s'occupait de la régulation de la tension du bus continu. Par conséquent, en comparaison avec les résultats de la section 5.5, nous devons prendre en considération l'estimation du courant sortant du redresseur VSC_{11} ($\widehat{U}_{CL_{1k|k-1}}$), celui-ci matérialisant l'apport de puissance de la part du sous-système "A_1". Deux équations sont ainsi modifiées :

$$\begin{aligned}
0 &= \widehat{Y}_{CLP_{2k|k-1}} + C_{CL_2}B_{CLb}\left(C_{A_2R}\widehat{X}_{A_{2k|k-1}}\right)^T U_{B_{2k}} + C_{CL_2}B_{CLe}U_{B_{2k}}^T Y_{A_2R_{k+1}} \cdots \\
&\quad \cdots + C_{CL_2}B_{CL_{be}}\widehat{U}_{CL_{1k|k-1}} + C_{CL_2}B_{CR_{be}}\widehat{U}_{CR_{k|k-1}} - Y_{CL_{2k+1}} \\
0 &= (C_{C1}B_{CL_e})^{-1}\left[v_{C1_{wk+1}} - C_{C1}\widehat{X}_{CP_{2k|k-1}} - C_{C1}B_{CL_b}\left(C_{A_2R}\widehat{X}_{A_{2k|k-1}}\right)^T U_{B_{2k}} \cdots\right. \\
&\quad \left.\cdots - C_{C1}B_{CL_{be}}\widehat{U}_{CL_{1k|k-1}} - C_{C1}B_{CR_{be}}\widehat{U}_{CR_{k|k-1}}\right] - U_{CL_{2ewk}}
\end{aligned}$$

Finalement, nous pouvons voir que nous devons essentiellement définir le système d'équations à résoudre pour obtenir les commandes du sous-système "A_1". Nous rappelons que les objectifs de commande sont : la régulation de la vitesse angulaire X_{M_1}, celle des puissances active et réactive (P_{A1} et Q_{A1}), ainsi que celle de la norme de la tension terminale ($N_{V_{t1}}$). A partir des résultats du chapitre 4, le système d'équations est donné par :

$$\begin{aligned}
0 &= \widehat{Y}_{A_1RP_{k|k-1}} + C_{A_1R}B_{A_1L}U_{A_1L_k} + C_{A_1R}B'_{A_1R_{be}}\widehat{v}_{C1_{k|k-1}}U_{B_{1k}} - Y_{A_1R_{k+1}} \\
0 &= \sqrt{(}Y_{A_1R_{k+1}}^T a_{24}Y_{A_1R_{k+1}} + a_{25}Y_{A_1R_{k+1}} + Y_{A_1R_{k+1}}^T a_{26}U_{B_{1k}} + a_{27}U_{B_{1k}} \cdots \\
&\quad \cdots + U_{B_{1k}}^T a_{28}U_{B_{1k}} + a_{29}) - N_{V_{t1wk+1}} \\
0 &= (a_{31}Y_{A_1R_{k+1}} + a_{32} + a_{33}U_{B_{1k}})a_{34}Y_{AR_{k+1}} \cdots \\
&\quad +(a_{35}Y_{A_1R_{k+1}} + a_{36} + a_{37}U_{B_{1k}})a_{38}Y_{A_1R_{k+1}} - P_{A_{1wk+1}} \\
0 &= (a_{41}Y_{A_1R_{k+1}} + a_{42} + a_{43}U_{B_{1k}})a_{44}Y_{AR_{k+1}} \cdots \\
&\quad +(a_{45}Y_{A_1R_{k+1}} + a_{46} + a_{47}U_{B_{1k}})a_{48}Y_{A_1R_{k+1}} - Q_{A_{1wk+1}}
\end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
N_{V_{t1wk+1}} &= \widehat{N}_{V_{t1wk|k-1}} + K_{P_{NVt1}}\left(N_{V_{t1rvk}} - \widehat{N}_{V_{t1wk|k-1}}\right) \\
P_{A_{1wk+1}} &= \widehat{P}_{A_{1k|k-1}} + K_{P_{PA_1}}\left(P_{A_{1rvk}} - \widehat{P}_{A_{1k|k-1}}\right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_{A_{1wk+1}} &= \widehat{Q}_{A_{1k|k-1}} + K_{P_{QA_1}} \left(Q_{A_{1rvk}} - \widehat{Q}_{A_{1k|k-1}} \right) \\ \widehat{Y}_{A_1RP_{k|k-1}} &= C_{A_1R} A_{A_1} \left(\widehat{X}_{M_{1k|k-1}} \right) \widehat{X}_{A_{1k|k-1}} \end{aligned}$$

Et :

$$\begin{array}{lll} a_{21} = A_{A_1N}^{V_{t1}} C_{A_1}^{V_{t1}} & a_{22} = A_{A_1}^{V_{t1}} C_{A_1}^{V_{t1}} \widehat{X}_{A_{1k|k-1}} + B_{A_1}^{V_{t1}} \widehat{V}_{t1_{k|k-1}} & a_{23} = B'^{V_{t1}}_{A_1R_{be}} \widehat{v}_{C1_{k|k-1}} \\ a_{24} = a_{21}^T a_{21} & a_{25} = 2a_{22}^T a_{21} & a_{26} = 2a_{21}^T a_{23} \\ a_{27} = 2a_{22}^T a_{23} & a_{28} = a_{23}^T a_{23} & a_{29} = a_{22}^T a_{22} \end{array}$$

$j \in \{3, 4\}$

$$\begin{array}{lllll} a_{j1} = T_{j1} a_{21} & a_{j2} = T_{j1} a_{22} & a_{j3} = T_{j1} a_{23} & a_{j4} = T_2 C_{A_1Y} & a_{j5} = T_{j3} a_{21} \\ a_{j6} = T_{j3} a_{22} & a_{j7} = T_{j3} a_{23} & a_{j8} = T_4 C_{A_1Y} & T_{31} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} & T_2 = T_{31} \\ T_{33} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} & T_4 = T_{33} & T_{41} = T_{33} & T_{43} = -T_{31} & \end{array}$$

Remarque 5.6.4. La loi de commande qui permet la régulation de la vitesse angulaire X_{M_1}, est donnée par l'équation (5.5.19).

Remarque 5.6.5. Les matrices $A_{A_1N}^{V_{t1}}$, $A_{A_1}^{V_{t1}}$, $B_{A_1}^{V_{t1}}$ et $B'_{A_1R_{be}}$ sont définies à partir de $\widehat{X}_{M_{1k|k-1}}$

5.6.4 Schéma récapitulatif de la commande du système

La figure 5.32 résume la structure adoptée pour commander le système MTDC (lorsque les deux sources de puissance sont des génératrices synchrones) et fait apparaître la décentralisation des lois de commande. Dans cette figure, la commande avec observateur du sous-système A_1 est donnée par des traits (.-), celle correspondant au sous-système A_2C est donnée par des traits continus, enfin celle correspondant au sous-système CE est donnée par des traits pointillés.

5.6.5 Simulations

Par l'intermédiaire de simulations, nous allons à présent valider les lois de commande et les observateurs qui ont été synthétisés. Pour ce faire, nous allons de nouveau simuler les cas de figure où les retards de communication sont inférieurs, ou supérieurs, au temps de propagation de la ligne et nous allons considérer que les sources de puissance peuvent être soit deux bus infinis, soit deux génératrices synchrones.

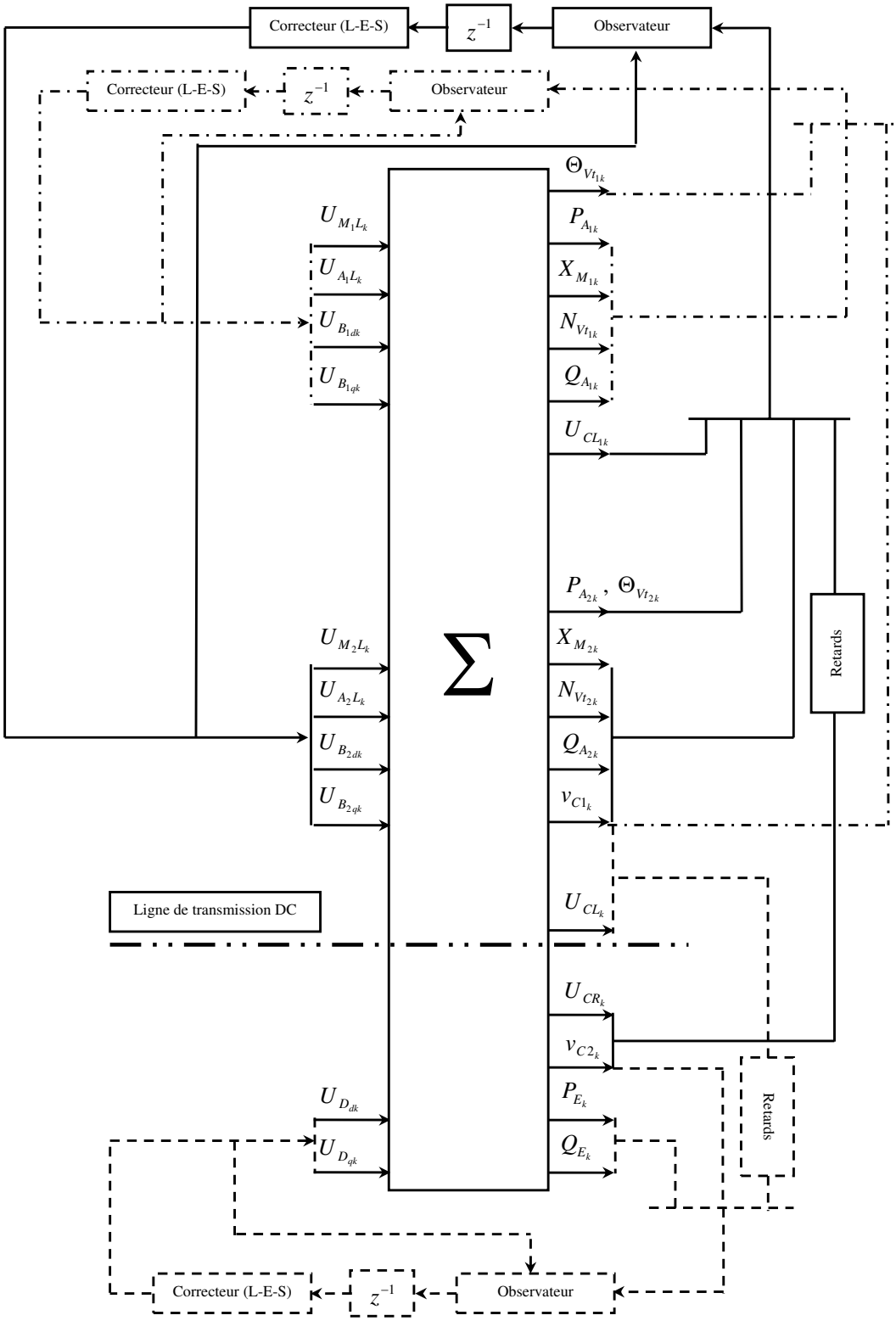


FIG. 5.32 – Schéma récapitulatif de la commande avec observateurs

Nous allons supposer que le système MTDC est initialement dans un état d'équilibre et qu'à l'instant t = 0.05 s, la référence de la puissance active de la charge $P_{E_{rv}}$ augmente de 0.15 p.u. alors que celle de la puissance active de la source G_{11} (bus infini ou génératrice synchrone) diminue de 0.1 p.u. De plus, lorsque les sources de puissance sont des génératrices synchrones, nous allons aussi supposer que la référence de la vitesse angulaire de G_{11} augmente de 0.1 p.u. alors que celle de la vitesse angulaire de G_{12} diminue de 0.1 p.u. Nous montrerons ainsi que le transport de puissance se stabilise bien que les sources ne fonctionnent pas au même synchronisme.
Dans toutes nos simulations, et ce quelle que soit la source de puissance, les références des puissances réactives des sources et de la charge sont fixées à 0 p.u. (facteur de puissance unitaire) et la référence de tension v_{C1} est fixée à 1 p.u. Par ailleurs, dans le cas particulier où les sources de puissance sont des génératrices synchrones, nous fixons les références des normes des tensions terminales de G_{11} et G_{12} à 1 p.u. Nous pouvons noter que nous avons de nouveau pris en compte la saturation des tensions d'excitation de chaque génératrice. De plus, nous avons encore considéré que les couples mécaniques étaient la sortie de deux boucles de régulation (cf chapitre 4) et que les variations des puissances actives de la source G_{11} et de la charge avaient des constantes de temps de 15 ms. Enfin, nous supposons que la période d'échantillonnage est de 1 ms et que la ligne de transmission a pour longueur 500 km et est modélisée par 10 cellules R-L-C.

Dans chaque figure, les résultats correspondant à l'association des lois de commande et des observateurs, pour des retards de communication de 3 échantillons, sont montrés par des traits continus, ceux correspondant à des retards de communication de 10 échantillons sont montrés par des points, enfin, ceux correspondant au cas idéal où tous les états sont connus (pas d'observateurs), sont montrés par des traits pointillés.

A partir des résultats de simulations qui sont présentés dans les figures 5.33, 5.34 et 5.35, nous pouvons constater que lorsque les retards de communication sont inférieurs au temps de propagation de la ligne de transmission, les performances des lois de commande sont assez proches de celles que nous obtenons dans le cas idéal où l'état du système est parfaitement connu. Nous pouvons néanmoins remarquer que les temps de réponse des puissances du sous-système "A_1" sont légèrement supérieurs à ceux idéalement obtenus (figures 5.33(a) et 5.34(a)). Cela peut s'expliquer par le fait que les commandes et l'observateur de ce sous-système sont synthétisés en se basant sur l'hypothèse que la tension du bus continu est constante au cours du temps, alors qu'en réalité elle a une période transitoire (figures 5.33(d) et 5.34(f)). On peut alors se demander pourquoi les performances ne sont pas "autant" dégradées du point de vue du sous-système "A_2C" (figures 5.33(c) et 5.34(c)), puisque l'observateur et les commandes sont aussi basés sur l'hypothèse d'une tension constante du bus continu. La raison est que la mesure de v_{C1} arrive avant que les variations de cette

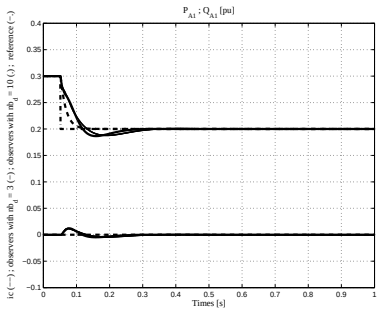
tension aient un effet prépondérant sur la charge. A partir de la figure 5.34(d), nous pouvons aussi voir que les transitoires de la norme de la tension terminale $N_{V_{t1}}$ sont différents de ceux que l'on obtient dans le cas idéal. Ce phénomène est provoqué par les saturations de la tension d'excitation de la génératrice synchrone (figures 5.34(k)).

Lorsque les retards de communication sont supérieurs au temps de propagation de la ligne, nous pouvons constater que, comparées aux deux autres cas de figure (états connus et retards faibles), les évolutions des grandeurs du système sont globalement caractérisées par des dépassements plus importants et des temps de réponse plus longs. Si les synthèses des observateurs des sous-systèmes A_2C, A_1 et CE étaient basées sur des modèles plus détaillés, nous pouvons penser que ces résultats seraient améliorés.

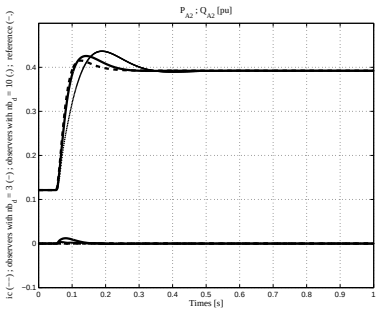
Nous pouvons finalement remarquer que, quels que soient les retards de communication, le transfert de puissance se stabilise bien que les deux sources et la charge ne fonctionnent pas au même synchronisme (figure 5.34(g) et 5.34(i)). Nous montrons ainsi de nouveau l'intérêt des systèmes VSC-HVDC.

5.6.6 Conclusions

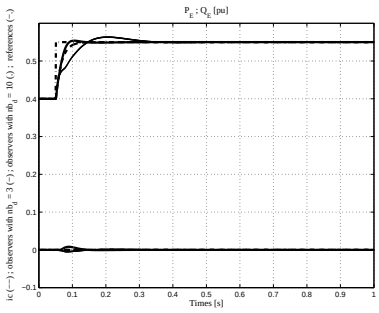
Dans cette section, nous avons étudié la commande et l'observation des systèmes multiterminaux (MTDC). Pour ce faire, nous avons choisi de considérer une configuration parallèle en connexion radiale. De plus, nous avons supposé que la transmission de puissance se faisait entre deux sources (deux bus infinis ou deux génératrices synchrones) et une charge matérialisée par un bus infini (réseau inductif).
La conception des observateurs du système a été réalisée sans perdre de vue que nous voulions décentraliser les lois de commande, et a tenu compte des éventuels retards de communication des mesures.
La synthèse des lois de commande et celle des observateurs ont été validées par l'intermédiaire de simulations.
La méthodologie que nous avons présentée, peut être facilement généralisée lorsque plusieurs charges et plus de deux sources de puissance sont connectées entre elles. Par exemple, en s'intéressant uniquement aux charges, nous pouvons faire l'hypothèse qu'elles se voient mutuellement comme des sources de puissance constante (régulations de puissance). De cette manière, chaque observateur doit être capable d'estimer la consommation des "voisins".



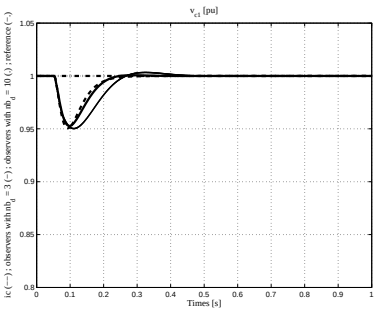
(a) Evolution de P_{A_1} et Q_{A_1}



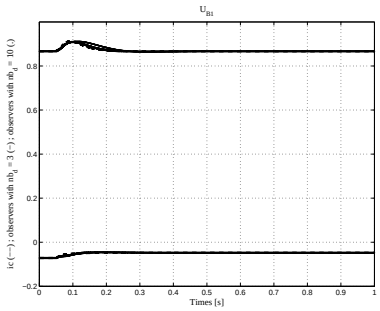
(b) Evolution de P_{A_2} et Q_{A_2}



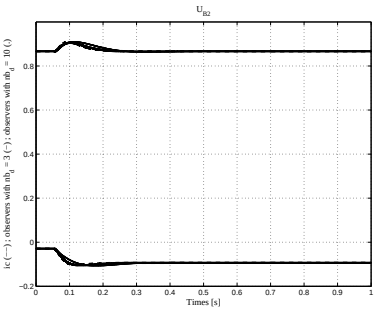
(c) Evolution de P_E et Q_E



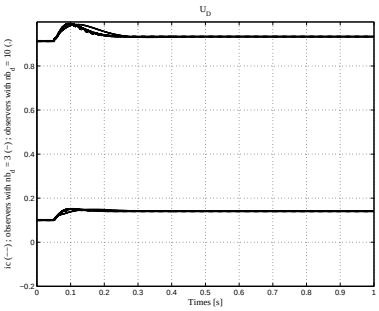
(d) Evolution de v_{C1}



(e) Evolution de U_{B_1}

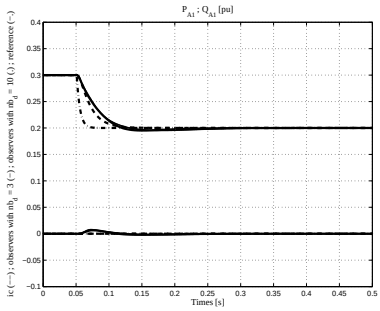


(f) Evolution de U_{B_2}

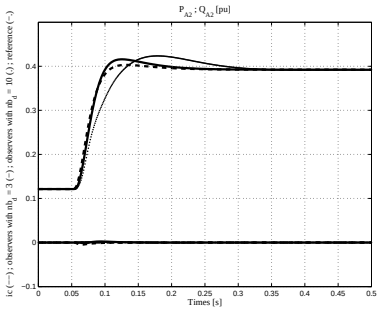


(g) Evolution de U_D

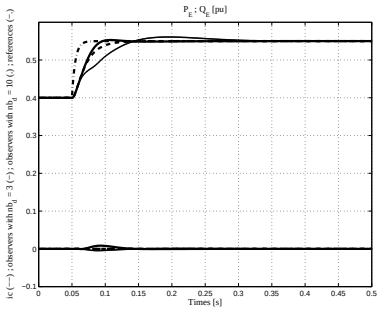
FIG. 5.33 – Sources de puissance = bus infinis ; l = 500 km



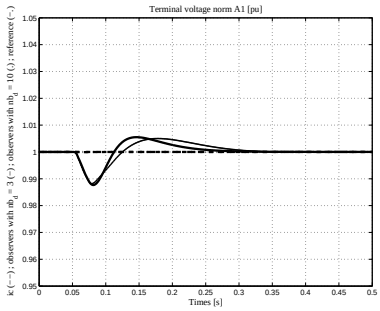
(a) Evolution de P_{A_1} et Q_{A_1}



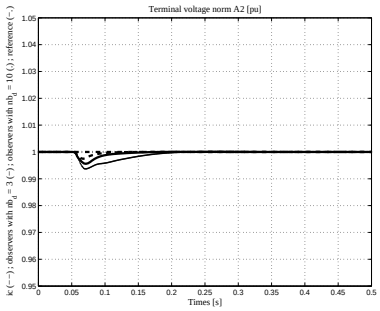
(b) Evolution de P_{A_2} et Q_{A_2}



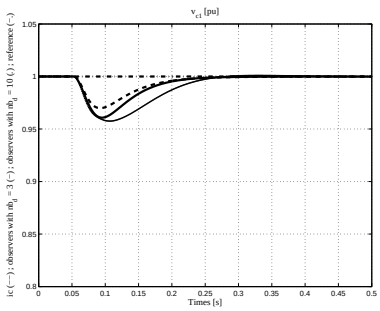
(c) Evolution de P_E et Q_E



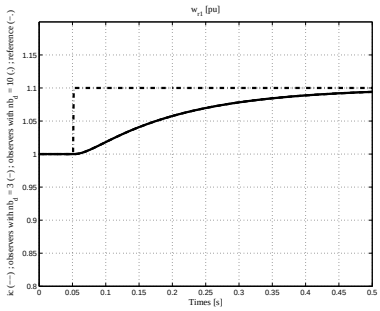
(d) Evolution de $N_{V_{t1}}$



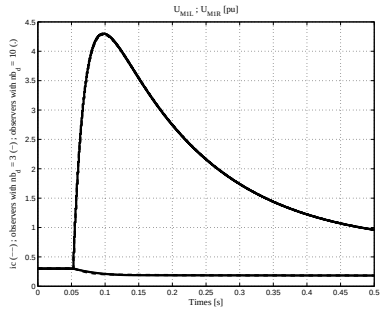
(e) Evolution de $N_{V_{t2}}$



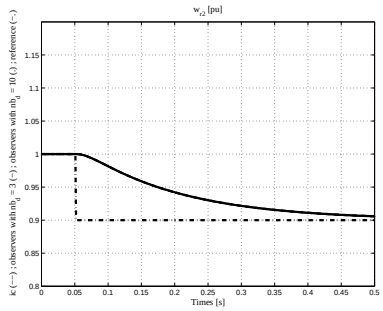
(f) Evolution de v_{C1}



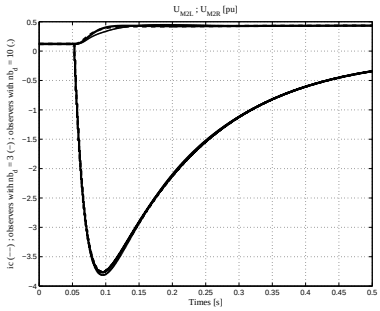
(g) Evolution de X_{M_1}



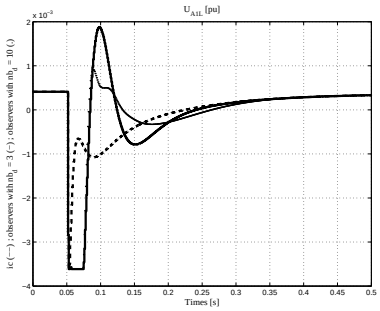
(h) Evolution de U_{M_1L} et U_{M_1R}



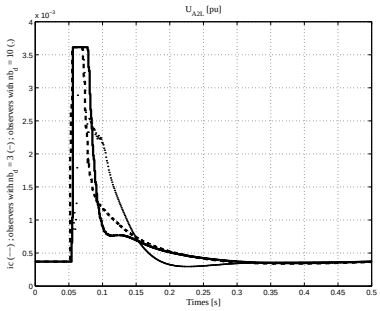
(i) Evolution de X_{M_2}



(j) Evolution de U_{M_2L} et U_{M_2R}

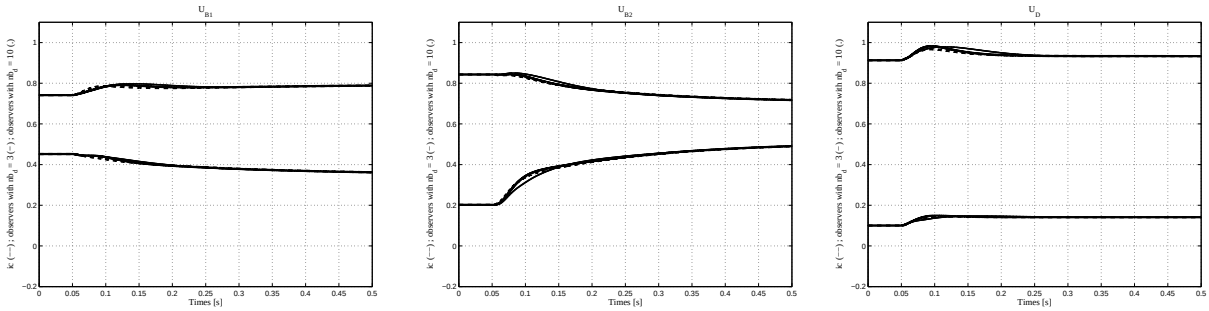


(k) Evolution de U_{A_1L}



(l) Evolution de U_{A_2L}

FIG. 5.34 – Sources de puissance = génératrices synchrones ; l = 500 km



(a) Evolution de U_{B_1} (b) Evolution de U_{B_2} (c) Evolution de U_D

FIG. 5.35 – Sources de puissance = génératrices synchrones ; l = 500 km

5.7 Conclusions du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons étudié, d'une part le problème de l'observation des systèmes VSC-HVDC et d'autre part celui de la décentralisation des lois de commande. Pour ce faire, nous avons tout d'abord considéré que le système VSC-HVDC était réduit à son expression la plus simple, c'est-à-dire une ligne de transmission, deux condensateurs de lissage et deux sources de courant à chaque extrémité de la ligne. L'objectif de cette étude était de faire la synthèse d'une loi de commande et d'un observateur prenant en compte des retards de communication sur les mesures, afin d'assurer la régulation de la tension du bus continu (v_{C1}) et de rejeter au mieux les transitoires provoqués par les variations du courant en bout de ligne (perturbation pour notre système). La simplicité du système et surtout sa linéarité nous ont permis de faire une étude approfondie de la sensibilité de la sortie à réguler vis-à-vis de la perturbation, lorsque celle-ci était estimée à partir d'un modèle d'évolution. Cette étude a ensuite été généralisée en modifiant le modèle de la charge. Nous nous sommes ensuite placés dans un cas d'étude où la source de puissance n'était plus représentée de façon idéale. Pour ce faire, nous avons fait le choix de considérer que cette source était modélisée par une génératrice synchrone. En effet, bien que les modèles ne soient pas similaires suivant que la source de puissance est une génératrice synchrone ou un bus infini, la méthodologie que nous avons présentée pour la synthèse des observateurs, restait rigoureusement la même quelle que soit la source de puissance.

Nous avons enfin mis en valeur notre étude en considérant deux configurations de systèmes multiterminaux. Dans celles-ci, deux sources de puissance (deux bus infinis ou deux génératrices synchrones) fournissaient la puissance demandée par la charge.

Toutes ces études ont été validées par l'intermédiaire de simulations. Celles-ci nous ont montré que lorsque les mesures sont peu retardées par rapport au temps de propagation

de la ligne de transmission, il est possible d'obtenir des résultats très proches des cas idéaux où les états sont connus instantanément (et ce malgré les approximations faites pour le calcul de la commande et les estimations). Si les mesures sont beaucoup plus retardées (absence de certaines mesures) et que les observateurs sont basés sur des modèles détaillés, nous pouvons obtenir des dépassements peu importants sur les différentes grandeurs du système (toujours en comparaison avec les cas idéaux).
Pour conclure, nous voudrions insister sur le fait que l'étude qui a été présentée dans ce chapitre n'a, à notre connaissance, jamais été réalisée et de ce fait constitue une contribution majeure dans la stabilisation des systèmes VSC-HVDC.

Chapitre 6

Conclusions générales et perspectives

La réduction des pertes de puissance, celle des coûts des lignes de transmission, l'augmentation de la stabilité des systèmes, un meilleur contrôle de la puissance active et le développement permanent des semi-conducteurs ont rendu les systèmes HVDC plus compétitifs que les systèmes AC.
Traditionnellement, les convertisseurs "line commutated" (CSC) sont les plus rencontrés dans ces types de systèmes. Néanmoins, l'apparition des convertisseurs multiniveaux (VSC) et leurs associations avec des commandes PWM ont apporté de précieux avantages vis-à-vis de ceux-ci (réduction des harmoniques, absorption et génération de la puissance réactive par les convertisseurs, temps de réponse plus court, ...).
Les algorithmes de commande des systèmes HVDC utilisant des convertisseurs CSC ne peuvent pas être directement appliqués aux structures intégrant des convertisseurs VSC. En effet, la présence de ces convertisseurs offre des degrés de liberté supplémentaires et autorise donc de nouveaux comportements.
Ce contexte d'étude a été l'objet de la présente thèse.

Nous avons, dans un premier temps, considéré que le système VSC-HVDC était constitué par une source de puissance et une charge, interconnectées via une ligne de transmission et deux convertisseurs VSC. Nous avons ainsi étudié les modèles des différents éléments qui participaient au transport d'énergie.
Les convertisseurs VSC ont été décrits à l'aide de modèles moyens continus définis sur leurs périodes de commutation. Ces modèles nous permettent une étude simplifiée de leur commande. De plus, par leur utilisation, nous pouvons couvrir un large domaine d'application puisque, contrairement aux modèles à commutation, ils ne dépendent pas de la topologie des convertisseurs.
Les sources de puissance et les charges sont en général considérées comme étant des réseaux inductifs, et de ce fait modélisées par des bus infinis. Néanmoins, ces modèles supposent que la vitesse angulaire et la tension des réseaux restent constantes au cours

du temps, comportements qui ne reflètent pas forcement ceux des sources de puissance. Nous avons donc choisi de les décrire par des bus infinis ou des génératrices synchrones. Du fait que les fréquences de commutation des deux convertisseurs, combinées avec l'étendue de la bande passante des contrôleurs, peuvent être une source d'excitation pour les lignes de transmission, nous avons porté une attention particulière à la modélisation de ces lignes. Nous avons pu voir qu'elles pouvaient être représentées par des modèles de dimension finie, à la fois linéaires et cellulaires.
Les modèles de chaque élément ont tout d'abord été établis en temps continu. Cependant, avec l'objectif de représenter au mieux l'aspect discontinu des entrées des convertisseurs, tout en restant cohérent vis-à-vis de leur modélisation, nous avons fait le choix de discrétiser les modèles des systèmes VSC-HVDC. Pour ce faire, nous avons décrit ces systèmes par un ensemble d'interconnexions entre des quadripôles et nous avons discrétisé les modèles de chaque quadripôle en faisant des hypothèses sur l'évolution de leurs entrées. Nous avons relié les modèles ainsi obtenus par l'intermédiaire de lois d'évolution devant respecter d'une part les relations liées aux interconnexions entre les quadripôles et d'autre part les hypothèses qui ont été émises. En privilégiant cette approche, la discrétisation des systèmes est systématique et décentralisée. De plus, nous obtenons une modularité, lorsque nous voulons rajouter d'autres éléments (configurations multiterminaux) ou modifier leurs structures.

Après avoir étudié la modélisation des systèmes VSC-HVDC, nous nous sommes intéressés à leurs commandes. Dans le cadre d'une étude portant sur le transport d'énergie entre une source de puissance et une charge, il était préalablement nécessaire de définir qui, de ces deux éléments, imposait la puissance active transmise. En effet, ce choix pouvait nous conduire à formuler deux types de problème : soit nous considérions que la charge émettait la volonté d'avoir une certaine puissance et dans ce cas, la source devait s'adapter à cette demande (en sous entendant qu'elle le peut) ; soit nous faisions l'hypothèse que la source imposait la puissance qui était transmise entre elle et la charge.
Dans notre étude, nous avons choisi de privilégier l'approche où la charge imposait la puissance qui était transmise, et ce pour montrer de quelle manière les convertisseurs aidaient la source, dans la stabilisation de la puissance qu'elle délivrait.
Ainsi, puisque la charge imposait la puissance active, nous avons considéré que les entrées de commande de l'onduleur étaient dédiées d'une part à la régulation de cette puissance et d'autre part à celle de la puissance réactive de la charge. Les entrées du redresseur étaient, quant à elles, utilisées pour assurer la régulation de la puissance réactive de la source et celle de la tension du bus continu. Dans le cas particulier où la source de puissance était une génératrice synchrone, nous disposions de deux degrés de liberté supplémentaires et nous avons choisi de considérer que la régulation de sa vitesse angulaire ainsi que celle de la norme de sa tension terminale faisaient partie de

nos objectifs de commande.
Les lois de commande ont toutes été établies en appliquant le principe de la linéarisation entrée-sortie. Au moyen de cette commande, la dynamique d'un système non linéaire est composée d'une partie externe (entrée-sortie) et d'une partie interne (inobservable). Il a donc fallu se préoccuper de cette dernière dynamique, qui peut générer un système global instable. Nous avons pu voir que pour un transfert de puissance allant de la source vers la charge, une poursuite exacte du courant du redresseur entraînait une instabilité du système (la dynamique interne est instable). Ainsi, la régulation de la tension du bus continu n'a pu se faire que par l'intermédiaire d'une "cascade" qui stabilisait en même temps la puissance active délivrée par la source.
Les lois de commande et la stabilité de la dynamique interne du système en boucle fermée ont été validées par l'intermédiaire de simulations.
A travers celles-ci, nous avons pu montrer que la présence des entrées de commande des convertisseurs constituait un bénéfice important dans la stabilisation des systèmes de transport d'énergie. En effet, nous avons vu qu'il était possible d'une part, d'annuler les puissances réactives de la source et de la charge (facteur de puissance unitaire), et d'autre part de stabiliser rapidement les tensions et les courants de la ligne de transmission. De plus, nous avons aussi montré que, lorsque la source de puissance est une génératrice synchrone, les entrées des convertisseurs permettaient de stabiliser la puissance électrique délivrée par une génératrice synchrone, indépendamment des variations de la vitesse angulaire de son rotor.
Bien que les résultats de simulation n'aient pas été présentés, nous pouvons toutefois remarquer que les lois de commande sont directement applicables dans une configuration "back to back".

La synthèse des lois de commande a été établie sous l'hypothèse que l'état du système était parfaitement connu à chaque instant. De plus, nous avions vu que la détermination des entrées de commande supposait que les informations étaient centralisées au niveau d'un superviseur. Du fait que les objectifs de commande concernaient des sorties qui se situaient de part et d'autre de la ligne de transmission, il était donc intéressant de mener conjointement des études qui conduisaient d'une part à la reconstruction de l'état du système, et d'autre part à la décentralisation des lois de commande.
Pour parvenir à nos fins, nous devions prendre en considération deux types de problème. Tout d'abord, les lignes de transmission étaient de longueurs considérables (plusieurs centaines de kilomètres) et par conséquent il était important de tenir compte, dans la synthèse des observateurs, des éventuels retards de communication dus à l'acheminement des mesures. Le deuxième problème que nous devions résoudre, consistait à se demander comment du point vue de la source de puissance, le comportement dynamique de la charge pouvait être approché (et inversement du point de vue de la charge). Le retard sur les informations étant une source d'instabilité pour le système, nous avons mené

une réflexion conséquente sur le choix de ces approximations. Nous avons tout d'abord considéré que le système VSC-HVDC était réduit à son expression la plus simple (une ligne de transmission, deux condensateurs de lissage et deux sources de courant à chaque extrémité de la ligne) et nous avons par la suite compliqué la structure du système jusqu'à aboutir à notre cas d'étude initial puis à deux configurations de systèmes multiterminaux. Cette démarche nous a permis de faire une comparaison entre plusieurs approximations, prises à chaque extrémité de la ligne, et de conserver celles qui nous semblaient les plus appropriées. Toutes ces études ont été validées par l'intermédiaire de simulations. Celles-ci nous ont montré que lorsque les mesures étaient peu retardées par rapport au temps de propagation de la ligne de transmission, il était possible d'obtenir des résultats très proches des cas idéaux où les états étaient connus instantanément (et ce malgré les approximations faites pour le calcul de la commande et les estimations). Si les mesures étaient beaucoup plus retardées (absence de certaines mesures) et que les observateurs étaient basés sur des modèles détaillés, nous pouvions obtenir des dépassements peu importants sur les différentes grandeurs du système (toujours en comparaison avec les cas idéaux).

Les principales perspectives de ce travail peuvent être résumées de la manière suivante :

- Utiliser des modèles équivalents, génériques et paramétrables pour décrire la source et la charge.
- Valider les lois de commande en utilisant des modèles dit "de commutation".
- Poursuivre l'étude portant sur les configurations multiterminaux : synthétiser des observateurs qui se basent sur des modèles détaillés à chaque extrémité de la ligne.
- Voir si des améliorations sont possibles au niveau des réglages des gains des observateurs de Kalman.
- Faire une étude plus théorique de la robustesse de notre commande vis-à-vis d'incertitudes paramètriques, de bruits de mesure, ou encore de retards inconnus.
- Étudier des fonctionnements dégradés du système (court-circuit des tensions de phase ou de la ligne de transmission, ...).
- Généraliser l'étude en modifiant le modèle de charge (moteur asynchrone, ...) et en ajoutant un "vrai" modèle pour décrire l'évolution de la puissance mécanique de la génératrice synchrone (turbine hydraulique, ...).
- Étudier plus précisément le système non-linéaire à résoudre pour déterminer les entrées de commande, en montrant l'unicité de la solution ou dans le cas contraire, que la méthode de Newton ne convergera jamais vers une "mauvaise" solution. Nous pouvons aussi tester d'autres méthodes de résolution pour, peut-être, améliorer les performances en temps de calcul.
- Étudier la synthèse robuste de boucles à verrouillage de phase (PLL) pour estimer l'angle des tensions de ligne des systèmes AC.

Annexe A

Paramètres des simulations

Voici les différents paramètres de simulation qui ont été utilisés tout au long de notre exposé.

A.1 Génératrice synchrone

A.1.1 Grandeurs de normalisation

Paramètres	Notation	Valeur	Unité
Vitesse angulaire de base	ω_{B1}	$2\pi 50$	rad/s
Puissance de base	S_B	555.10^6	VA
Tension de base (avant transformateur)	V_{Ba1}	24.10^3	V
Tension de base (après transformateur)	V'_{Ba1}	130.10^3	V
Courant de base (avant transformateur)	I_{Ba1}	$\frac{S_B}{(3/2)V_{Ba1}}$	A
Courant de base (après transformateur)	I'_{Ba1}	$\frac{S_B}{(3/2)V'_{Ba1}}$	A
Impédance de base (avant transformateur)	Z_{Ba1}	$\frac{V_{Ba1}}{I_{Ba1}}$	Ω
Impédance de base (après transformateur)	Z'_{Ba1}	$\frac{V'_{Ba1}}{I'_{Ba1}}$	Ω
Inductance de base (avant transformateur)	L_{Ba1}	$\frac{Z_{Ba1}}{\omega_{B1}}$	H
Inductance de base (après transformateur)	L'_{Ba1}	$\frac{Z'_{Ba1}}{\omega_{B1}}$	H

A.1.2 Grandeurs caractéristiques

Paramètres	Notation	Valeur	Unité
Vitesse de synchronisme	ω_{r1_0}	1	p.u.
Inductance propre au stator (axe d)	L_{1d}	1.81	p.u.
Inductance propre au stator (axe q)	L_{1q}	1.76	p.u.
Inductance propre du circuit d'alimentation	L_{fd}	1.825	P.u.
Inductance propre des circuits d'amortissement (axe d)	L_{kd}	1.8313	p.u.
Inductance propre des circuits d'amortissement (axe q)	L_{kq}	1.735	p.u.
Inductance magnétisante (axe d)	L_{ad}	1.66	p.u.
Inductance magnétisante (axe q)	L_{aq}	1.61	p.u.
Résistance statorique	R_1	0.003	p.u.
Résistance du circuit d'alimentation	R_{fd}	0.0006	p.u.
Résistance des circuits d'amortissement (axe d)	R_{kd}	0.0284	p.u.
Résistance des circuits d'amortissement (axe q)	R_{kq}	0.02368	p.u.
Inductance équivalente	L_e	$\frac{30.10^{-3}}{L'_{Ba1}}$	p.u.
Résistance équivalente	R_e	0	p.u.
Constante d'inertie	H	4	s
Constante d'amortissement mécanique	D	5	p.u.
Saturation de la tension d'excitation	$\frac{E_{fd_{max}} R_{fd}}{L_{ad}}$ (cf [47])	$\frac{10R_{fd}}{L_{ad}}$	p.u.

A.2 Bus infini : source et charge

A.2.1 Grandeurs de normalisation

Paramètres	Notation	Valeur	Unité
Vitesse angulaire de base	ω_{B1} (et ω_{B2})	$2\pi 50$	rad/s
Puissance de base	S_B	555.10^6	VA
Tension de base	V_{Ba1} (et V_{Ba2})	130.10^3	V
Courant de base	I_{Ba1} (et I_{Ba2})	$\frac{S_B}{(3/2)V_{Ba1}}$	A
Impédance de base	Z_{Ba1} (et Z_{Ba2})	$\frac{V_{Ba1}}{I_{Ba1}}$	Ω
Inductance de base	L_{Ba1} (et L_{Ba2})	$\frac{Z_{Ba1}}{\omega_{B1}}$	H

A.2.2 Grandeurs caractéristiques

Paramètres	Notation	Valeur	Unité	Normalisation
Vitesse angulaire	ω_1 (et ω_2)	$2\pi 50$	rad/s	$\frac{\omega_1}{\omega_{B1}}$
Inductance de ligne	L_{l1} (et L_{l2})	40.10^{-3}	H	$\frac{L_{l1}}{L_{Ba1}}$
Résistance de ligne	R_{l1} (et R_{l1})	10.10^{-3}	Ω	$\frac{R_{l1}}{Z_{Ba1}}$
Tension du bus infini (axe d)	v_{l1d} (et v_{l2d})	130.10^3	V	$\frac{v_{l1d}}{V_{Ba1}}$
Tension du bus infini (axe q)	v_{l1q} (et v_{l2q})	0	V	$\frac{v_{l1q}}{V_{Ba1}}$

A.3 Partie continue

A.3.1 Grandeurs de normalisation

Paramètres	Notation	Valeur	Unité
Puissance de base	S_B	555.10^6	VA
Tension de base	V_{Bc}	300.10^3	V
Courant de base	I_{Bc}	$\frac{S_B}{V_{Bc}}$	A
Impédance de base	Z_{Bc}	$\frac{V_{Bc}}{I_{Bc}}$	Ω

A.3.2 Grandeurs caractéristiques

Paramètres	Notation	Valeur	Unité	Normalisation
Inductance linéique	L	$0.23.10^{-3}$	H/km	$\frac{L}{Z_{Bc}}$
Résistance linéique	R	39.10^{-3}	Ω/km	$\frac{R}{Z_{Bc}}$
Condensateur linéique	C	$0.32.10^{-6}$	F/km	CZ_{Bc}
Condensateur de lissage	C_1 (et C_2)	20.10^{-6}	F	$C_1 Z_{Bc}$

- $k_{ac_1} = \begin{cases} \dfrac{V_{Bc}}{V'_{Ba1}} & \text{si la source est une génératrice synchrone} \\ \dfrac{V_{Bc}}{V_{Ba1}} & \text{si la source est un bus infini} \end{cases}$
- $k_{ac_2} = \dfrac{V_{Bc}}{V_{Ba2}}$

A.4 Gains des correcteurs

Transmission entre deux terminaux - la source est un bus infini :

$K_{P_{Q_A}}$	$K_{P_{v_{C1}}}$	$K_{P_{P_E}}$	$K_{P_{Q_E}}$	b_{AR}
$5.82.10^{-2}$	$1.98.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	0.25

Correcteur "Alstom" :

$K_{P_{Q_A}}$	$K_{P_{i_{1d}}}$	$K_{P_{v_{C1}}}$	$K_{P_{P_E}}$	$K_{P_{Q_E}}$
60	857.14	20	60	60

Transmission entre deux terminaux - la source est une génératrice synchrone :

$K_{P_{X_M}}$	$K_{P_{N_{Vt}}}$	$K_{P_{Q_A}}$	$K_{P_{v_{C1}}}$	$K_{P_{P_E}}$	$K_{P_{Q_E}}$	b_{AR}	$K_{P_{U_{ML}}}$
6.10^{-3}	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$1.98.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	0.35	6.10^{-3}

Transmission entre deux terminaux - comparaison des correcteurs linéaires et non linéaires

$K_{P_{X_M}}$	$K_{P_{N_{Vt}}}$	$K_{P_{Q_A}}$	$K_{P_{v_{C1}}}$	$K_{P_{P_E}}$	$K_{P_{Q_E}}$	b_{AR}
$6.83.10^{-2}$	$5.25.10^{-1}$	$5.25.10^{-1}$	$2.12.10^{-1}$	$5.25.10^{-1}$	$5.25.10^{-1}$	0.35

$K_{I_{X_M}}$	$K_{I_{N_{Vt}}}$	$K_{I_{Q_A}}$	$K_{I_{v_{C1}}}$	$K_{I_{P_E}}$	$K_{I_{Q_E}}$	τ_{ad}
$6.1.10^{-1}$	44.88	44.88	6.25	44.88	44.88	2.10^{-2}

Configurations multiterminaux - les sources sont des bus infinis :

$K_{P_{P_{A_1}}}$	$K_{P_{Q_{A_1}}}$	$K_{P_{Q_{A_2}}}$	$K_{P_{v_{C1}}}$	$K_{P_{P_E}}$	$K_{P_{Q_E}}$	b_{AR}
$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$1.98.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	0.25

Configurations multiterminaux - les sources sont des génératrices synchrones :

$K_{P_{X_{M_1}}}$	$K_{P_{N_{Vt_1}}}$	$K_{P_{P_{A_1}}}$	$K_{P_{Q_{A_1}}}$	$K_{P_{X_{M_2}}}$	$K_{P_{N_{Vt_2}}}$	$K_{P_{Q_{A_2}}}$
6.10^{-3}	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	6.10^{-3}	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$

$K_{P_{v_{C1}}}$	$K_{P_{P_E}}$	$K_{P_{Q_E}}$	b_{AR}	$K_{P_{U_{ML_1}}}$	$K_{P_{U_{ML_2}}}$
$1.98.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$	0.35	$5.82.10^{-2}$	$5.82.10^{-2}$

A.5 Gains des observateurs

A.5.1 Observation de la partie continue d'un système VSC-HVDC

Observateur OHCC

$$\bar{R}_C = 1.10^{-3} \times I \qquad \bar{Q}_C = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^4 \end{pmatrix} \qquad \bar{G}_C = I$$

A.5.2 La charge est vue comme une source de puissance

Les paramètres de réglage de l'observateur **OHCC** sont identiques à ceux du paragraphe A.5.1.

Observateur OHPC

$$\bar{R}_C = 1.10^{-3} \times I \qquad \bar{Q}_C = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix} \qquad \bar{\Sigma}_{C_{ini}} = I$$

Observateur OHPV

$$\bar{R}_C = 1.10^{-3} \times I \qquad \bar{Q}_C = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix}$$

$$\bar{\Sigma}_{C_{ini}} = I$$

A.5.3 La charge est vue comme un système de puissance

Les paramètres de réglage des observateurs **OHCC**, **OHPC** et **OHPV** sont identiques à ceux des paragraphes A.5.1 et A.5.2.

Observateur OHTC

$$\bar{R}_{CE} = 1.10^{-3} \times I \qquad \bar{Q}_{CE} = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I \end{pmatrix}$$

$$\bar{\Sigma}_{CE_{ini}} = I$$

Observateur OHTV

$$\bar{R}_{CE} = 1.10^{-3} \times I \qquad \bar{Q}_{CE} = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I \end{pmatrix}$$

$$\bar{\Sigma}_{CE_{ini}} = I$$

A.5.4 Application à notre cas d'étude

Observateur OHPC - la source est un bus infini

$$\bar{R}_{AC} = 1.10^{-3} \times I \qquad \bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix}$$

$$\bar{\Sigma}_{AC_{ini}} = I$$

Observateur OHPV - la source est un bus infini

$$\bar{R}_{AC} = 1.10^{-3} \times I \qquad \bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix}$$

$$\bar{\Sigma}_{AC_{ini}} = I$$

Observateur OHPC - la source est une génératrice synchrone

$$\bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix}$$

$$\bar{R}_{AC} = 1.10^{-3} \times I$$

$$\bar{\Sigma}_{AC_{ini}} = I$$

Observateur OHPV - la source est une génératrice synchrone

$$\bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix}$$

$$\bar{R}_{AC} = 1.10^{-3} \times I$$

$$\bar{\Sigma}_{AC_{ini}} = I$$

Les paramètres de réglage des observateurs **OHTC** et **OHTV** sont identiques à ceux du paragraphe A.5.3.

A.5.5 Une extension des résultats : configurations multiterminaux

Observateur du sous-système A_1 - la source est un bus infini

$$\bar{R}_{A_1} = 1.10^3 \times I \qquad \bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 \\ 0 & 1.10^6 \end{pmatrix} \qquad \bar{\Sigma}_{A_{1ini}} = I$$

Observateur du sous-système A_2C - la source est un bus infini

$$\bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix}$$

$$\bar{R}_{A_2C} = 1.10^3 \times I$$

$$\bar{\Sigma}_{A_2C_{ini}} = I$$

Observateur du sous-système A_1 - la source est une génératrice synchrone

$$\bar{R}_{A_1} = 1.10^3 \times I \qquad \bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix} \qquad \bar{\Sigma}_{A_{1ini}} = I$$

Observateur du sous-système A_2C - la source est une génératrice synchrone

$$\bar{Q}_{AC} = \begin{pmatrix} 1.10^6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^6 \end{pmatrix}$$

$$\bar{R}_{A_2C} = 1.10^3 \times I$$

$$\bar{\Sigma}_{A_2C_{ini}} = I$$

Observateur à droite de la ligne

$$\bar{R}_{CE} = 1.10^3 \times I \qquad \bar{Q}_{CE} = \begin{pmatrix} 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.10^2 \times I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.10^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.10^2 \times I \end{pmatrix}$$

$$\bar{\Sigma}_{CE_{ini}} = I$$

Annexe B

Ligne de transmission - Cascade de cellules "R-L-C"

Dans cette annexe, nous allons tout d'abord montrer que la ligne de transmission a la propriété d'être symétrique. Nous rappellerons ensuite l'idée de base qui est utilisée pour construire le modèle "R-L-C". Celle-ci sera illustrée par l'intermédiaire de quelques exemples. Finalement, nous établirons une représentation d'état de la ligne.

B.1 Symétrie de la ligne

Dans ce paragraphe, nous allons montrer que la ligne de transmission peut être décrite pour une longueur infiniment petite dx, soit par le schéma élémentaire de la figure B.1(a), soit par celui de la figure B.1(b). Pour ce faire, nous allons vérifier que quel que soit le schéma choisi, les équations électriques régies par v(x,t) et i(x,t) (la tension et le courant au point d'abscisse x et au temps t) sont identiques.

A partir de la figure B.1(a) et en appliquant les lois de Kirchhoff, nous avons :

$$u(x,t) = Rdx \times i(x,t) + Ldx \times \frac{\partial}{\partial t} i(x,t) + u(x+dx,t) \quad \text{(B.1.1)}$$

$$Cdx \times \frac{\partial}{\partial t} u(x+dx,t) = i(x,t) - i(x+dx,t) \quad \text{(B.1.2)}$$

dx étant infiniment petit, nous pouvons approximer les grandeurs u et i par un développement de Taylor au 1er ordre. Nous avons :

$$u(x+dx,t) = u(x,t) + \frac{\partial}{\partial x} u(x,t) \times dx \quad \text{(B.1.3)}$$

$$i(x+dx,t) = i(x,t) + \frac{\partial}{\partial x} i(x,t) \times dx \quad \text{(B.1.4)}$$

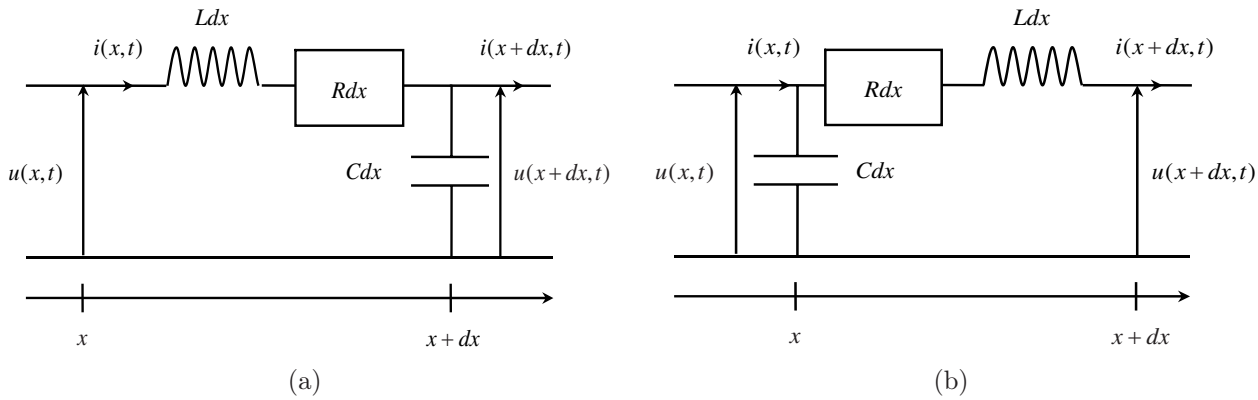


FIG. B.1 – Deux représentations élémentaires d'une ligne de transmission

A partir des équations (B.1.1) à (B.1.4), nous avons donc :

$$u(x,t) = Rdx \times i(x,t) + Ldx \times \frac{\partial}{\partial t} i(x,t) + u(x,t) + \frac{\partial}{\partial x} u(x,t) \times dx \quad \text{(B.1.5)}$$

$$Cdx \times \frac{\partial}{\partial t}\left[u(x,t) + \frac{\partial}{\partial x} u(x,t) \times dx\right] = i(x,t) - \left(i(x,t) + \frac{\partial}{\partial x} i(x,t) \times dx\right) \quad \text{(B.1.6)}$$

En négligeant le terme $\frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{\partial}{\partial x} u(x,t) \times dx\right)$, nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} u(x,t) & = & = -Ri(x,t) - L\frac{\partial}{\partial t} i(x,t) \\ \frac{\partial}{\partial x} i(x,t) & = & -C\frac{\partial}{\partial t} u(x,t) \end{cases}$$

Le schéma élémentaire de la figure B.1(b) est une représentation de la ligne entre les abscisses x et x+dx. Nous pouvons le reproduire entre les abscisses x-dx et x (cf figure B.2(b)).

En appliquant les lois de kirchhoff, nous avons :

$$u(x-dx,t) = Rdx \times i(x,t) + Ldx \times \frac{\partial}{\partial t} i(x,t) + u(x,t) \quad \text{(B.1.7)}$$

$$Cdx \times \frac{\partial}{\partial t} u(x-dx,t) = i(x-dx,t) - i(x,t) \quad \text{(B.1.8)}$$

En approximant de nouveau les grandeurs u et i par un développement de Taylor au 1er ordre, nous avons :

$$u(x-dx,t) = u(x,t) - \frac{\partial}{\partial x} u(x,t) \times dx \quad \text{(B.1.9)}$$

$$i(x-dx,t) = i(x,t) - \frac{\partial}{\partial x} i(x,t) \times dx \quad \text{(B.1.10)}$$

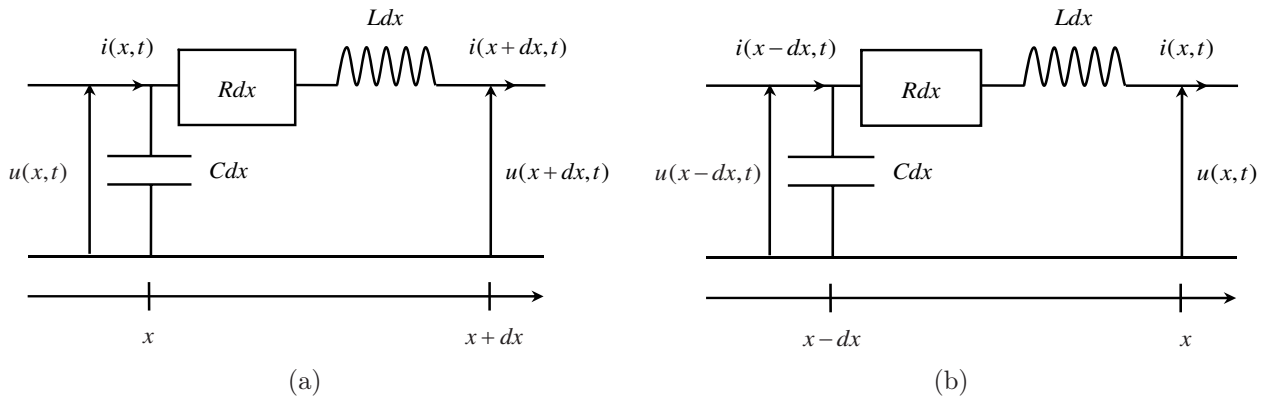


FIG. B.2 – Reproduction du schéma élémentaire entre les abscisses x-dx et x

A partir des équations (B.1.7) à (B.1.10), nous avons alors :

$$u(x,t) - \frac{\partial}{\partial x}u(x,t) \times dx = Rdx \times i(x,t) + Ldx \times \frac{\partial}{\partial t}i(x,t) + u(x,t) \quad \text{(B.1.11)}$$

$$Cdx \times \frac{\partial}{\partial t}\left[u(x,t) - \frac{\partial}{\partial x}u(x,t) \times dx\right] = i(x,t) - \frac{\partial}{\partial x}i(x,t) \times dx - i(x,t) \quad \text{(B.1.12)}$$

Nous retrouvons bien les équations :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x}u(x,t) & = & = -Ri(x,t) - L\frac{\partial}{\partial t}i(x,t) \\ \frac{\partial}{\partial x}i(x,t) & = & -C\frac{\partial}{\partial t}u(x,t) \end{cases}$$

Ainsi, nous avons montré que la ligne de transmission est symétrique, c'est-à-dire que ses éléments peuvent être vus de la même façon à chacune de ses extrémités.

B.2 Principe de base du modèle "R-L-C"

Le principe du modèle "R-L-C" est de mettre en cascade un nombre fini de cellules élémentaires et de faire une répartition adéquate des résistances et des inductances en entrée et en sortie de la ligne pour avoir au final un modèle qui est symétrique (cf figure B.3)

B.3 Obtention d'un modèle symétrique pour la ligne

L'idée la plus simple que l'on puisse avoir pour modéliser une ligne de transmission est de reproduire exactement une cellule élémentaire (cf figure B.4(a)) et de considérer que

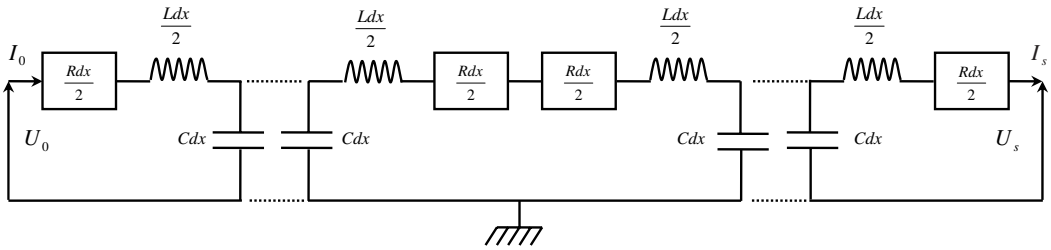
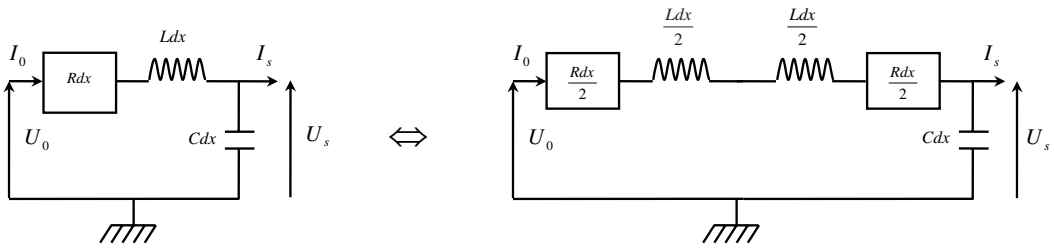
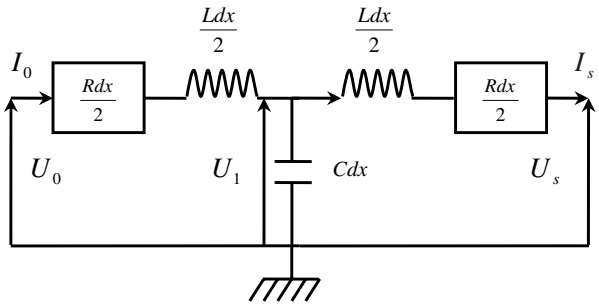


FIG. B.3 – Ligne de transmission modélisée par une cascade de cellules R-L-C

le pas de discrétisation spatiale dx vaut la longueur "l" de la ligne. Toutefois ce modèle a l'inconvenient de ne pas être symétrique. Pour y remédier, une solution peut consister à répartir équitablement les résistances et les inductances à chaque extrémité du modèle (cf figure B.4(b)). Ce processus peut être répété "à l'infini" lorsque nous voulons décrire plus finement la ligne et que pour ce faire, nous relions plus de cellules élémentaires. Les figures (B.5) et (B.6) nous en font une illustration lorsque nous considérons deux ou trois cellules "R-L-C". Nous pouvons constater que, finalement, tout revient à recopier un nombre "n_b" de fois le modèle présenté par le schéma B.4(b).



(a) Représentation classique



(b) Représentation symétrique

FIG. B.4 – Ligne de transmission modélisée par une cellule "R-L-C"

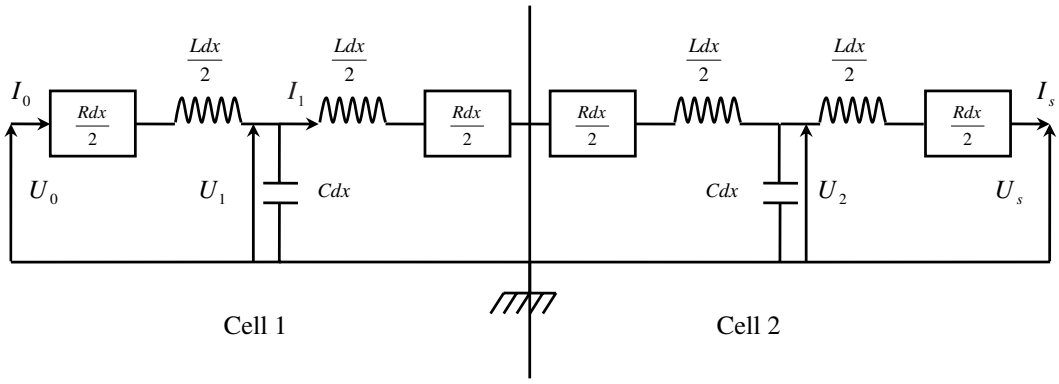


FIG. B.5 – Ligne de transmission modélisée par deux cellules "R-L-C"

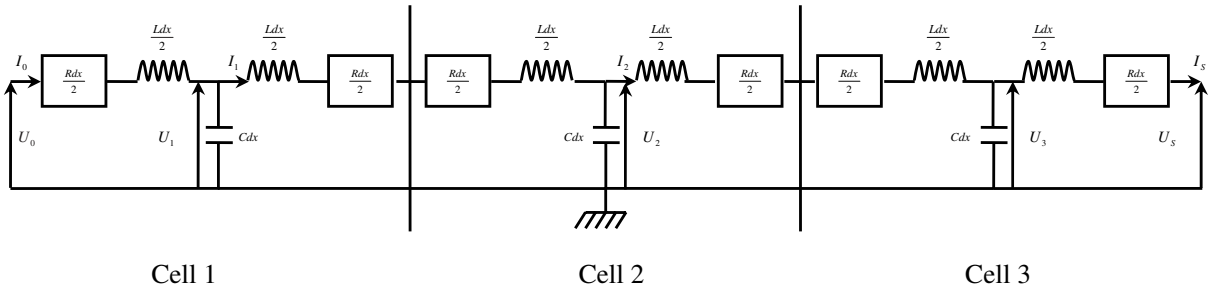


FIG. B.6 – Ligne de transmission modélisée par trois cellules "R-L-C"

B.4 Une représentation d'état de la ligne

Dans ce paragraphe, nous allons déterminer une représentation d'état de la ligne de transmission. Celle-ci sera dans un premier temps établie dans les cas de figure où la ligne est modélisée par une et deux cellules "R-L-C". Nous donnerons, finalement son allure générale pour un nombre "n_b" de cellules.

B.4.1 Une cellule "R-L-C" décrit la ligne

Soient dx, R_x, L_x et C_x les variables définies par :

$$dx = \frac{l}{n_b} = \frac{l}{2} \qquad R_x = R \times dx \qquad L_x = L \times dx \qquad C_x = C \times dx$$

A partir des notations introduites dans la figure B.4(b) et en appliquant les lois de Kirchhoff, nous avons :

$$U_0 \;=\; U_1 + \frac{R_x}{2} I_0 + \frac{L_x}{2}\frac{d}{dt} I_0$$

$$\begin{aligned} C_x \frac{d}{dt} U_1 &= I_0 - I_1 \\ U_1 &= U_S + \frac{R_x}{2} I_S + \frac{L_x}{2} \frac{d}{dt} I_S \end{aligned} \tag{B.4.1}$$

Ces équations peuvent se ré-écrire sous la forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_0 \\ U_1 \\ I_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_x}{L_x} & -\frac{2}{L_x} & 0 \\ \frac{1}{C_x} & 0 & -\frac{1}{C_x} \\ 0 & \frac{2}{L_x} & -\frac{R_x}{L_x} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_0 \\ U_1 \\ I_S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{L_x} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{L_x} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_0 \\ U_S \end{pmatrix} \tag{B.4.2}$$

B.4.2 Deux cellules "R-L-C" décrivent la ligne

Lorsque la ligne est modélisée par deux cellules "R-L-C", les équations du système sont : (cf figure B.5)

$$\begin{aligned} U_0 &= U_1 + \frac{R_x}{2} I_0 + \frac{L_x}{2} \frac{d}{dt} I_0 \\ C_x \frac{d}{dt} U_1 &= I_0 - I_1 \\ U_1 &= U_2 + \left(\frac{R_x}{2} + \frac{R_x}{2} \right) I_1 + \left(\frac{L_x}{2} + \frac{L_x}{2} \right) \frac{d}{dt} I_1 \\ C_x \frac{d}{dt} U_2 &= I_1 - I_S \\ U_2 &= U_S + \frac{R_x}{2} I_S + \frac{L_x}{2} \frac{d}{dt} I_S \end{aligned}$$

Une représentation d'état est donc donnée par :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_0 \\ U_1 \\ I_1 \\ U_2 \\ I_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_x}{L_x} & -\frac{2}{L_x} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_x} & 0 & -\frac{1}{C_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_x} & -\frac{R_x}{L_x} & -\frac{1}{L_x} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_x} & 0 & -\frac{1}{C_x} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{L_x} & -\frac{R_x}{L_x} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_0 \\ U_1 \\ I_1 \\ U_2 \\ I_S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{L_x} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{L_x} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_0 \\ U_S \end{pmatrix} \tag{B.4.3}$$

B.4.3 n_b cellules "R-L-C" décrivent la ligne

En se basant sur les équations (B.4.2) et (B.4.3), nous pouvons conclure qu'une ligne de transmission modélisée par n_b cellules "R-L-C" a une représentation d'état qui peut s'écrire sous la forme :

$$\dot{X}_{TL} = A_{TL}X_{TL} + B_{TL}\begin{pmatrix} U_0 \\ U_S \end{pmatrix} \tag{B.4.4}$$

Où :

$$X_{TL} \in \Re^{2n_b+1} \qquad A_{TL} \in \Re^{2n_b+1\times 2n_b+1} \qquad B_{TL} \in \Re^{2n_b+1\times 2}$$

Et :

$$X_{TL} = \begin{bmatrix} I_0 & U_1 & I_1 & U_2 & \cdots & I_{n_b-1} & U_{n_b} & I_S \end{bmatrix}$$

$$A_{TL} = \begin{pmatrix} -\frac{R_x}{L_x} & -\frac{2}{L_x} & 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \frac{1}{C_x} & 0 & -\frac{1}{C_x} & 0 & 0 & & & & \vdots \\ 0 & \frac{1}{L_x} & -\frac{R_x}{L_x} & -\frac{1}{L_x} & 0 & & & & \vdots \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_x} & 0 & -\frac{1}{C_x} & 0 & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & & & & 0 & \frac{1}{C_x} & 0 & -\frac{1}{C_x} \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \frac{2}{L_x} & -\frac{R_x}{L_x} \end{pmatrix} \qquad B_{TL} = \begin{pmatrix} \frac{2}{L_x} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{L_x} \end{pmatrix}$$

Annexe C

Quelques transformations géométriques

Les transformations géométriques sont couramment introduites pour simplifier les modèles des machines électriques et de ce fait, les études menées sur les systèmes de puissance. Dans cette annexe, nous présenterons celles qui sont les plus utilisées dans la littérature et nous montrerons quelques-unes de leurs propriétés.

C.1 Transformations de Park

Les transformations de Park nous donnent la possibilité d'écrire les équations électriques d'une machine dans un repère tournant, lié au rotor. (cf figure C.1). L'utilisation du nouveau repère suppose donc que sa position est connue ou estimée à tout instant.

C.1.1 Conservation de l'amplitude

Dans notre étude, la transformation suivante a été considérée :

$$P = \frac{2}{3}\begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \tag{C.1.1}$$

Elle a la propriété de conserver l'amplitude d'une grandeur triphasée et équilibrée.

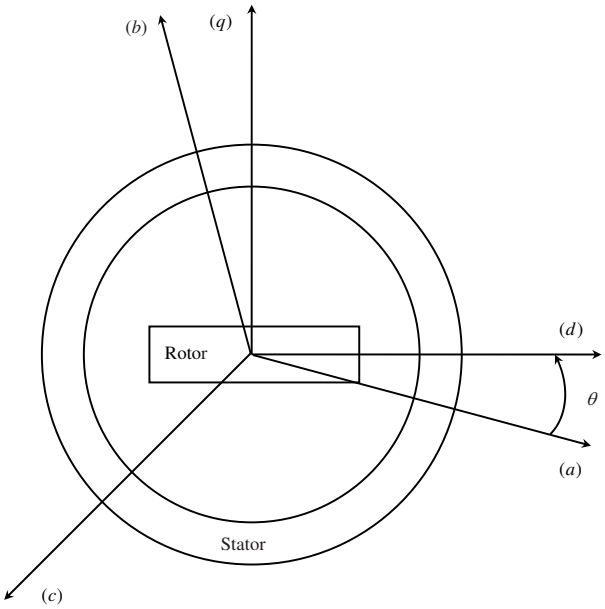


FIG. C.1 – Définition du repère (d-q) de Park

Démonstration.

Soit X une grandeur triphasée et équilibrée définie par :

$$\vec{X} = \begin{pmatrix} X_m \cos(\theta+\phi) \\ X_m \cos(\theta+\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ X_m \cos(\theta+\phi+\frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{C.1.2}$$

Les composantes dans le repère de Park du vecteur $\vec{X}$ sont données par :

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} X_m \cos(\theta+\phi) \\ X_m \cos(\theta+\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ X_m \cos(\theta+\phi+\frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{C.1.3}$$

Nous avons avons donc :

$$\begin{aligned} x_d &= \frac{2}{3}X_m \left[\cos(\theta+\phi)\cos\theta + \cos(\theta+\phi-\frac{2\pi}{3})\cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) ... \right. \\ &\quad \left. ... + \cos(\theta+\phi+\frac{2\pi}{3})\cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ &= \frac{2}{3}X_m \left[\frac{1}{2}\left(\cos(2\theta+\phi)+\cos\phi\right) + \frac{1}{2}\left(\cos(2\theta+\phi+\frac{2\pi}{3})+\cos\phi\right) ... \right. \end{aligned}$$

$$
\begin{aligned}
& ...\frac{1}{2}\left(\cos(2\theta+\phi-\frac{2\pi}{3})+\cos\phi\right)\Bigg] \\
= \; & X_m\cos\phi+\frac{1}{3}X_m\left[\cos(2\theta+\phi)+\cos(2\theta+\phi+\frac{2\pi}{3})+\cos(2\theta+\phi-\frac{2\pi}{3})\right]
\end{aligned} \tag{C.1.4}
$$

Or quel que soit l'angle ψ :

$$
\begin{aligned}
\cos\psi+\cos(\psi+\frac{2\pi}{3})+\cos(\psi-\frac{2\pi}{3}) &= \cos\psi+\left[-\frac{1}{2}\cos\psi-\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\psi\right]+\left[-\frac{1}{2}\cos\psi+\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\psi\right] \\
&= 0
\end{aligned} \tag{C.1.5}
$$

A partir des équations (C.1.4) et (C.1.5), nous avons alors :

$$
x_d = X_m\cos\phi \tag{C.1.6}
$$

De la même manière nous avons :

$$
\begin{aligned}
x_q &= -\frac{2}{3}X_m\left[\cos(\theta+\phi)\sin\theta+\cos(\theta+\phi-\frac{2\pi}{3})\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right)...\right. \\
& \left. ...+\cos(\theta+\phi+\frac{2\pi}{3})\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right)\right] \\
&= -\frac{2}{3}X_m\left[\frac{1}{2}\left(\sin(2\theta+\phi)-\sin\phi\right)+\frac{1}{2}\left(\sin(2\theta+\phi+\frac{2\pi}{3})-\sin\phi\right)...\right. \\
& \left. ...\frac{1}{2}\left(\sin(2\theta+\phi-\frac{2\pi}{3})-\sin\phi\right)\right] \\
&= X_m\sin\phi-\frac{1}{3}X_m\left[\sin(2\theta+\phi)+\sin(2\theta+\phi+\frac{2\pi}{3})+\sin(2\theta+\phi-\frac{2\pi}{3})\right]
\end{aligned} \tag{C.1.7}
$$

Nous pouvons encore montrer que quel que soit l'angle ψ :

$$
\sin\psi+\sin(\psi+\frac{2\pi}{3})+\sin(\psi-\frac{2\pi}{3}) = 0 \tag{C.1.8}
$$

A partir des équations (C.1.7) et (C.1.8), nous avons donc :

$$
x_q = X_m\sin\phi \tag{C.1.9}
$$

Finalement, la variable stationnaire (ou homopolaire) est donnée par :

$$
x_0 = \frac{1}{3}X_m\left[\cos(\theta+\phi)+\cos(\theta+\phi-\frac{2\pi}{3})+\cos(\theta+\phi+\frac{2\pi}{3})\right]=0 \tag{C.1.10}
$$

Notons que quelles que soient les transformations présentées dans cette annexe, la composante stationnaire est toujours nulle si nous faisons l'hypothèse que les grandeurs

triphasées sont équilibrées.

Déterminons, à présent, l'amplitude du vecteur $\vec{V}_{dq0}$ dont les composantes sont x_d, x_q et x_0. A partir des équations (C.1.6), (C.1.9) et (C.1.10), nous avons :

$$\|\vec{V}_{dq0}\| = \sqrt{x_d^2 + x_q^2 + x_0^2} = X_m$$

Nous avons bien vérifié que la transformation de Park définie par l'équation (C.1.1) conserve l'amplitude d'une grandeur triphasée et équilibrée. □

C.1.2 Conservation de la puissance

Quelques analystes, notamment Lewis [53], ont suggéré l'utilisation d'une forme alternative pour la transformation de Park. Celle-ci est similaire à l'équation (C.1.1), mais le facteur multiplicatif $\frac{2}{3}$ est remplacé par $\sqrt{\frac{2}{3}}$ et les coefficients de la séquence zéro sont égaux à $\frac{1}{\sqrt{2}}$. La transformation est alors donnée par :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \tag{C.1.11}$$

Une telle transformation est orthogonale, c'est-à-dire que son inverse est égale à sa transposée.

Démonstration.

Calculons tout d'abord le déterminant de P. Nous avons :

$$\begin{aligned} |P| &= \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^3 \begin{vmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{vmatrix} \\ &= \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^3 \frac{1}{\sqrt{2}} \Big[-\cos(\theta - \frac{2}{3})\sin(\theta + \frac{2}{3}) + \cos(\theta + \frac{2}{3})\sin(\theta - \frac{2}{3}) ... \\ &\quad ... - \left(-\cos\theta \sin(\theta + \frac{2}{3}) + \sin\theta \cos(\theta + \frac{2}{3}) \right) ... \end{aligned}$$

$$
\begin{aligned}
& ... + \left(-\cos\theta \sin(\theta - \frac{2}{3}) + \sin\theta \cos(\theta - \frac{2}{3}) \right) \Big] \\
= & \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^3 \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\sin(-\frac{4\pi}{3}) - \sin(-\frac{2\pi}{3}) + \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] = 3 \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^3 \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(\frac{2\pi}{3}) \\
= & \; 3 \times \frac{2\sqrt{2}}{3\sqrt{3}} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = 1 \qquad \text{(C.1.12)}
\end{aligned}
$$

L'inverse de la matrice P est définie par :

$$
P^{-1} = \frac{1}{|P|} \left[Com(P) \right]^T \qquad \text{(C.1.13)}
$$

Où Com(P) est la matrice des co-facteurs de P.

Démontrer que $P^{-1} = P^T$ revient donc à montrer que $Com(P) = P$. C'est ce que nous allons faire maintenant pour quelques coefficients.

$$
\begin{aligned}
Com(P)_{11} &= \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \left[-\frac{1}{\sqrt{2}} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \right] \\
&= \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \right] = \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{2}} 2 \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\theta = P_{11}
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
Com(P)_{12} &= -\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \left[-\frac{1}{\sqrt{2}} \sin\theta + \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \right] \\
&= -\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) - \sin\theta \right] = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{3}} \left[\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) - \sin\theta \right] \\
&= -\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{3}} \left[-\frac{3}{2} \sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta \right] = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \sin\theta + \frac{1}{2} \cos\theta \right] \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) = P_{12}
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
Com(P)_{13} &= \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \left[-\frac{1}{\sqrt{2}} \sin\theta + \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \right] \\
&= \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{3}} \left[\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \sin\theta \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{3}} \left[-\frac{3}{2} \sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta \right] \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \sin\theta + \frac{1}{2} \cos\theta \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) = P_{13}
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
Com(P)_{21} &= -\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \left[\frac{1}{\sqrt{2}}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{\sqrt{2}}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3})\right] \\
&= -\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{1}{\sqrt{3}}\left[\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})\right] = -\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{1}{\sqrt{3}}2\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta \\
&= -\sqrt{\frac{2}{3}}\sin\theta = P_{21}
\end{aligned}
$$

... *etc*

□

Le fait que cette transformation est orthogonale signifie aussi qu'elle conserve la puissance.

Démonstration.

Soient $\vec{V}$ et $\vec{I}$ une tension et un courant triphasés.
Soient $\vec{V}_{dq0}$ et $\vec{I}_{dq0}$ leurs représentations dans le repère de Park.

La puissance instantanée est donnée par :

$$
\begin{aligned}
P &= \vec{V}^T\vec{I} = (P^{-1}\vec{V}_{dq0})^T(P^{-1}\vec{I}_{dq0}) = \vec{V}_{dq0}^T(P^{-1})^T P^{-1}\vec{I}_{dq0} = \vec{V}_{dq0}^T(P^T)^T P^{-1}\vec{I}_{dq0} = \vec{V}_{dq0}^T P P^{-1}\vec{I}_{dq0} \\
&= \vec{V}_{dq0}^T\vec{I}_{dq0}
\end{aligned}
$$

□

C.1.3 Applications aux génératrices synchrones

Les équations électriques qui décrivent les circuits du rotor et du stator d'une génératrice synchrone, font apparaître des inductances qui dépendent de la position du rotor, et de ce fait, qui varient au cours du temps. Cette constatation introduit une complexité considérable dans la résolution des problèmes associés aux systèmes de puissance. L'utilisation des transformations de Park contribue à faciliter l'exploitation des modèles des génératrices et à simplifier les études. En effet, dans le nouveau repère, il peut être montré que les inductances deviennent des grandeurs invariantes [47].

Dans l'étude menée par Harris, Lawrenson et Stephenson [33], il a été montré que la transformation de Park conservant la puissance avait beaucoup d'inconvénients. En effet, elle ne correspond pas à une situation physique significative : les circuits équivalents

d-q ont $\sqrt{\frac{3}{2}}$ fois le nombre de spires des circuits dans le repère abc. Cela supprime la relation unitaire entre les variables abc et dq0 qui existe avec la transformation originale. Il a donc été conclu que cette dernière transformation reflétait plus précisément le comportement d'une génératrice synchrone. Elle est ainsi grandement employée dans le monde industriel.

C.2 Transformations de Concordia

Les transformations de Concordia nous permettent d'écrire les équations électriques d'une machine dans un nouveau repère qui, contrairement aux transformations de Park, est fixe. Identiquement à ce qui a été présenté dans le paragraphe précédent, nous rencontrons deux types de transformations de Concordia : celle qui conserve l'amplitude et celle qui conserve la puissance. Leurs expressions se déduisent directement des équations (C.1.1) et (C.1.11) en prenant $\theta = 0$. Nous avons :

$$M_c = \frac{2}{3}\begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad M_c = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

Conservation de l'amplitude — Conservation de la puissance

Ces transformations sont souvent associées aux études menées sur la commande des convertisseurs, lorsque ceux-ci sont décrits par des modèles à commutation. En effet, dans le repère de Concordia, nous pouvons utiliser des algorithmes performants qui permettent l'approximation des tensions de référence des convertisseurs. A titre d'exemple, nous pouvons citer la modulation vectorielle.

Annexe D

Algorithme de Newton

Dans notre exposé, nous avons vu qu'il était nécessaire de résoudre un système d'équations non-linéaires pour déterminer les entrées de commande. La résolution de ce système s'est faite par l'intermédiaire de la méthode numérique qui est présentée dans cette annexe.

D.1 Description de la méthode

L'algorithme de Newton peut être utilisé pour résoudre le problème suivant :

$$Trouver\ \ x^*/f(x^*) = 0 \tag{D.1.1}$$

Où f est une fonction non-linéaire.

Désignons par x_i l'itéré au pas de résolution i et supposons qu'à chacun de ces pas, la fonction f est differentiable jusqu'à un certain ordre et que sa jacobienne J_f est non singulière.

L'idée de toute méthode de résolution numérique est d'établir une relation de récurrence entre les itérés x_i et x_{i+1}. Pour la méthode de Newton, celle-ci est déterminée à partir d'un développement de Taylor au 1er ordre de la fonction f, et ce autour de x_i. Nous avons :

$$f(x_i + [x_{i+1} - x_i]) = f(x_{i+1}) = f(x_i) + J_f(x_i)[x_{i+1} - x_i] \tag{D.1.2}$$

Notre objectif est d'avoir au bout d'un certain temps : $x_{i+1} = x^*$, c'est-à-dire la relation :

$$f(x_{i+1}) = f(x^*) = 0 \tag{D.1.3}$$

A partir des équations (D.1.2) et (D.1.3), nous pouvons écrire :

$$f(x_i) + J_f(x_i)[x_{i+1} - x_i] = 0 \tag{D.1.4}$$

Nous avons alors :

$$x_{i+1} = x_i - J_f(x_i)^{-1} f(x_i) \tag{D.1.5}$$

La relation (D.1.5) définit la récurrence qui est utilisée par la méthode de Newton.

D.2 Vitesse de convergence

Un des critères de performance des méthodes de résolution numérique est leur vitesse de convergence vers la solution d'un problème. C'est à présent ce que nous allons étudier. Pour ce faire, nous allons supposer que la fonction f est scalaire.

Désignons par ε_i l'erreur commise au pas de résolution i, sur la solution x^* de notre problème.
Nous avons la relation :

$$\varepsilon_i = x_i - x^* \tag{D.2.1}$$

Nous allons maintenant établir une relation de récurrence "approximative" entre ε_{i+1} et ε_i. De cette manière, nous pourrons avoir une idée sur la vitesse de convergence de la méthode de Newton.
A partir de l'équation (D.2.1), nous pouvons écrire :

$$\varepsilon_{i+1} = x_{i+1} - x^* = \varepsilon_i + [x_{i+1} - x_i] \tag{D.2.2}$$

En utilisant à présent l'équation (D.1.5), nous avons :

$$\varepsilon_{i+1} = \varepsilon_i - \frac{f(x_i)}{f'(x_i)} \tag{D.2.3}$$

Où f' désigne la dérivée de f.

A partir de l'équation (D.2.1), le développement en série de Taylor des fonctions f et f' autour de x^* nous donne :

$$\begin{aligned} f(x^* + \varepsilon_i) &= f(x_i) = f(x^*) + f'(x^*)\varepsilon_i + \frac{1}{2} f^{(2)}(x^*)\varepsilon_i^2 + ... \\ f'(x^* + \varepsilon_i) &= f'(x_i) = f'(x^*) + f^{(2)}(x^*)\varepsilon_i + ... \end{aligned}$$

Où $f^{(2)}$ est la dérivée seconde de f.

Si nous négligeons les termes supérieurs à l'ordre 2 pour la fonction f et les termes supérieurs à l'ordre 0 pour la fonction $f^{'}$, nous pouvons écrire :

$$\frac{f(x_i)}{f'(x_i)} \simeq \frac{f(x^*) + f^{'}(x^*)\varepsilon_i + \frac{1}{2}f^{(2)}(x^*)\varepsilon_i^2}{f'(x^*)} \simeq \varepsilon_i + \frac{1}{2}\frac{f^{(2)}(x^*)}{f'(x^*)}\varepsilon_i^2 \tag{D.2.4}$$

Remarque D.2.1. Nous rappelons que $f(x^*) = 0$

A partir des équations (D.2.3) et (D.2.4), nous avons finalement :

$$\varepsilon_{i+1} \simeq -\frac{1}{2}\frac{f^{(2)}(x^*)}{f'(x^*)}\varepsilon_i^2 \tag{D.2.5}$$

La convergence de l'erreur est donc quadratique.

Bibliographie

[1] O. Akhrif, F.A. Okou, L.A. Dessaint, and R. Champagne. *Application of a Multivariable Feedback Linearisation Scheme for Rotor Angle Stability and Voltage Regulation of Power Systems. IEEE Transactions on Power Systems*, 14(2) :620 – 628, 1999.

[2] B. Anderson and J. Moore. *Optimal Filtering.* Prentice - Hall, 1979.

[3] P.M. Anderson and A.A. Fouad. *Power System Control and Stabity.* IOWA State University Press, 1977.

[4] J. Arrillaga. *High Voltage Direct Current Transmission* 2nd *Edition.* IEE, 1998.

[5] G. Asplund, K. Eriksson, and K. Svensson. *DC Transmission Based on Voltage Source Converters. Proc. of CIGRE SC14 Colloquium South Africa*, pages 1 – 7, 1997.

[6] G. Asplund, K. Eriksson, and K. Svensson. *HVDC Light - DC Transmission Based on Voltage Source Converters. ABB Review*, 1, 1998.

[7] A.R. Bergen and V. Vittal. *Power Systems Analysis, Second Edition.* Prentice-Hall, Inc, New Jersey, 2000.

[8] G. Besançon, J. De Leon Morales, and O. Huerta Guevara. *On Adaptative Observers for State Affine Systems and Application to Synchronous Machines.* In *Proc. Control Decision Conference*, 2003.

[9] A. Blondel. *The Two - Reaction Method for Study of Oscillatory Phenomena in Coupled Alternators. Revue générale de l'électricité*, 13 :235 – 251, 1923.

[10] G. Bornard, L. Teppoz, and G. Besançon. *On Modelling HVDC Transmission Lines.* In *Congreso Latino Americano de Control Automatico 02 - IFAC CLCA 02*, Mexique, 2002.

[11] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J.P. Richard, F. Rotella, and I. Zambettakis. *Analyse et Régulation des Processus Industriels, Tome 2 Régulation numérique.* Methodes et Pratiques de l'Ingénieur - Editions Technip, 1993.

[12] S. Brégeon, A. Benchaib, S. Poullain, and J.L. Thomas. *Robust DC Bus Voltage Control based on Backstepping and Lyapunov Methods for Long Distance VSC Transmission Scheme.* In *EPE*, Toulouse, 2003.

[13] S. Brégeon, A. Benchaib, S. Poullain, and J.L. Thomas. *State Estimation of DC Cable for Long Distance VSC Transmission Scheme Control Using Kalman Filter and Adaptive Control.* In *EPE*, Toulouse, 2003.

[14] H. Cherouat, H. Sigerdidjane, J.L. Thomas, and S. Poullain. *Sliding Modes Control of VSC-HVDC Transmission Systems.* In *EPE*, Toulouse, 2003.

[15] C. Concordia. *Synchronous Machines.* John Wiley & Sons, 1951.

[16] M.T. Correia De Barros and M.E. Almeida. *Computation of Electromagnetic Transients on Nonuniform Transmission Lines. IEEE Transactions on Power Delivery*, 11(2) :1082 – 1091, 1996.

[17] R.A. De Carlos, S.H. Zak, and G.P. Matthew. *Variable Structure Control of Nonlinear Multi-Variable Systems : A Tutorial. Proceeding of the IEEE*, 76(3) :212 – 233, 1988.

[18] J. De Leon-Morales, O. Huerta-Guevara, and D. Georges. *Control Design for Multimachine Systems using Sliding Mode Approach. Note Interne du Laboratoire d'Automatique de Grenoble*, 2003.

[19] Q. Ding, T.S. Chung, and B. Zhang. *An Improved Sequential Method for AC/MTDC Power System State Estimation. IEEE Transactions on Power Systems*, 16(3) :506 – 512, 2001.

[20] J. Dixon and B.T. Ooi. *Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three - Phase Rectifier. IEEE Trans. Ind. Electronics*, 35(4) :508 – 515, 1988.

[21] R.E. Doherty and C.A. Nickle. *Synchronous Machine* I *and* II. *AIEE Trans.*, 45 :912 – 942, 1926.

[22] A. Donzel. *Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire série.* PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.

[23] R.C. Dorf, editor. *The Electrical Engineering Handbook, Second Edition.* CRC Press in cooperation with IEEE Press, University of California, 1997.

[24] J. Doval-Gandoy, A. Iglesias, and C. Penalver. *Pole Placement Control of Voltage Source Rectifier.* In *EPE*, Graz, 2001.

[25] M. Durrant, H. Werner, and K. Abbott. *A Comparison of Current Controller Designs for VSC-HVDC.* In *EPE*, Toulouse, 2003.

[26] M. Durrant, H. Werner, and K. Abbott. *Control Design for VSC HVDC Connected to a Strong AC System.* In *EPE*, Toulouse, 2003.

[27] D.G. Fink. *Standard Handbook for Electrical Engineers, Twelfth Edition.* MC Graw - Hill,Inc, USA, 1987.

[28] R. Foerst, G. Heyner, K.W. Kanngiesser, and H. Waldmann. *Multiterminal Operation of HVDC Converter Stations. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS - 88(7) :1042 – 1052, 1969.

[29] C.E. Grund, R.V. Pohl, and J. Reeve. *Control Design of an Active and Reactive Power HVDC Modulation System with Kalman Filtering. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS - 101(10) :4100 – 4111, 1982.

[30] Y. Guo, D.J. Hill, and Y. Wang. *Global Transient Stability and Voltage Regulation for Power Systems. IEEE Transactions on Power Systems*, 16(4) :678 – 688, 2001.

[31] Y. Guo, X. Wang, H.C. Lee, and B.T. Ooi. *Pole Placement Control of Voltage Regulated PWM Rectifiers through Real Time Multiprocessing. IEEE Trans. Ind. Engineering*, 41(2), 1994.

[32] T. Habetler. *A Space Vector Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters. IEEE Trans. Power Electronics.*, 8(1) :30 – 36, 1993.

[33] M.R. Harris, P.J. Lawrenson, and J.M. Stephenson. *Per - Unit Systems with Special Reference to Electric Machines. IEE Monograph*, 1970.

[34] M. Hegi, M. Bahrman, G. Scott, and G. Liss. *Extension of HVDC Link Control to Multi-Terminal. Tansmission And Distribution*, pages 39 – 43, 1989.

[35] B.W. Hogg, Q.H. Wu, and E. Swidenbank. *Optimal PID Automatic Voltage Regulator for Synchronous Machines. International Journal of Control*, 50(6) :2615 – 2634, 1989.

[36] Z. Huang, B.T. Ooi, L.A. Dessaint, and F.D. Galiana. *Exploiting Voltage Support of Voltage-Source HVDC. IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, 150(2) :252 – 256, 2003.

[37] F. Ishiguro, T. Matsumoto, M. Nobayashi, and al. *HVDC Rectifier Control Coordinated with Generator Station in Radial Operation. IEEE Transactions on Power Systems*, 12(2) :851 – 857, 1997.

[38] Isidori. *Nonlinear Control Systems, Third Edition.* Springer, 1995.

[39] S. Jain, F. Khorrami, and B. Fardanesh. *Adaptative Nonlinear Excitation Control of Power Systems with Unknown Interconnections. IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2(4) :436 – 445, 1994.

[40] H. Jiang and A. Ekstrom. *Multiterminal HVDC Systems in Urban Areas of Large Cities. IEEE Transactions on Power Delivery*, 13(4) :1278 – 1284, 1998.

[41] A. Karimi. *Dynamics of HVDC Line-Commutated, Forced-Commutated and Hybrid Converters.* PhD thesis, Royal Institute of Technology, 1996.

[42] H.K. Khalil. *Nonlinear Systems.* Macmillian Publishing Compagny, 1996.

[43] E.W. Kimbark. *Direct Current Transmission*, volume 1. John Wiley & Sons, 1971.

[44] X.I. Koutiva, N.A. Vovos, T.D. Vrionis, and G.B. Giannakopoulos. *Neuro Fuzzy Control of an HVDC Link Based On VSCs.* In *EPE*, Toulouse, 2003.

[45] P.C.S. Krishnayya, S. Lefebvre, and V.K. Sood. *Simulator Study of Multiterminal HVDC System with Small Parallel Tap and Weak AC Systems. IEEE Transactions on Power Apparus and Systems*, PAS - 103(10) :3125 – 3132, 1984.

[46] A. Kumar, M. Prasad, R. Chakraborty, and R.C. Maheshwari. *A Feasibility Study of an Asynchronous Interconnection for Industries with Captive Generation.* In *International Conference on Large High Voltage Electric Systems. CIGRE'98.*, Paris, 1998.

[47] P. Kundur. *Power System Stability and Control.* McGraw - Hill, Inc, 1994.

[48] E. Kyriakides and G.T. Heydt. *An Observer for the Estimation of Synchronous Generator Damper Currents for Use in Parameter Identification. IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(1) :175 – 177, 2003.

[49] F. Labrique, H. Buyse, G. Seguier, and R. Bausiere. *Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Tome 5, Commande et comportement dynamique.* Lavoisier, 1998.

[50] J.S. Lai and F.Z. Peng. *Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters. IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3) :509 – 517, 1996.

[51] P. Lamell. *Voltage Source Forced Commutated Converter Applied for HVDC Tapping Stations.* PhD thesis, Royal Institute of Technology, April 1992.

[52] S. Lefebvre, W. K. Wong, J. Reeve, M. Baker, and D. Chapman. *Considerations for Modeling MTDC Systems in Transient Stability Programs. IEEE Transactions Power Delivery*, 6(1) :397 – 404, 1991.

[53] W.A. Lewis. *A basic Analysis of Synchronous Machine - Part* I. *AIEE Trans.*, 77 :436 – 456, 1958.

[54] B.R. Lin and H.H. Lu. *Control Techniques for a High Power Factor Multilevel Rectifier based on Double Boost Converter. International Journal of Electronics*, 87(7) :879 – 895, 2000.

[55] B.R. Lin and H.H. Lu. *New Multilevel Rectifier based on Series Connection of H-Bridge Cell. IEE Proc. -Electr. Power Appl.*, 147(4) :304 – 312, 2000.

[56] A. Lindberg. *PWM and Control of Two and Three Level High Power Voltage Source Converters.* PhD thesis, Royal Institute of Technology, May 1995.

[57] W.F. Long, J. Reeve, J.R. Mc Nichol, R.E. Harrison, and J.P. Bowles. *Considerations for Implementing Multiterminal DC Systems. IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, PAS - 104(9) :2521 – 2530, 1985.

[58] W.F. Long, J. Reeve, J.R. Mc Nichol, M.S. Holland, and al. *Application Aspects of Multiterminal DC Power Transmission. IEEE Transactions Power Delivery*, 5(4) :2084 – 2095, 1990.

[59] D.C. Macdonald, A.B.J. Reece, and P.J. Turner. *Turbine - Generator Steady - State Reactances. Proc IEE*, 132(3) :101 – 108, 1985.

[60] J. Machowski, S. Robak, J.W. Bialek, and J.R. Bumby. *Lyapunov-Optimal Damping of Power Systems. Automatica*, 12(1) :324 – 330, 1999.

[61] L.M. Malesani, L. Rossetto, and P. Tomasin. *AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link. IEEE Trans. Ind. Applic.*, 31 :287 – 292, 1995.

[62] T.A. Meynard, P. Carrère, J.P. Lavieville, and J.L. Thomas. *Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique. French Patent n° 96.10047*, August 1996.

[63] T.A. Meynard, J.P. Lavieville, P. Carrère, J. Gonzales, and O. Béthoux. *Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique. French Patent n° 95.02818*, March 1995.

[64] W. Mielczarski and A.M. Zajaczkowski. *Nonlinear Stabilisation of Synchronous Generator.* In *IFAC World Congress*, pages 118 – 122, 1990.

[65] Miyagi and Hayao. *Transient Stability of the Power System with the Effect of the Automatic Voltage Regulator. IEEE Transactions on Automatic Control*, 29(1) :1120 – 1132, 1984.

[66] A. Monticelli. *Electric Power System State Estimation. Proceedings of The IEEE*, 88(2) :262 – 282, 2000.

[67] M. Nougaret. *Formalisme des ondes, Séminaire LAG - EDP.* Laboratoire d'Automatique de Grenoble, Grenoble, 2001.

[68] Ontario Hydro. *Determination of Synchronous Machine Stability Constants. EPRI*, 2(8), 1980.

[69] Panel Session. *Prospects for Multiterminal HVDC Transmission.* In *IEEE PES Summer Meeting*, Mexico City, July 1977.

[70] R.H. Park. *Two Reaction Theory of Synchronous Machines - Generalized Method of Analysis - Part* I. *AIEE Trans.*, 48 :716 – 727, 1929.

[71] M. Parodi. *Mathématiques appliqués à l'art de l'ingénieur, Tome 5.* SEDES, Paris 5, 1966.

[72] S. Poullain, F. Héliodore, A. Henni, and J.L. Thomas. *Modelling of the Dynamic Characteristics of the DC Line for VSC Transmission Scheme.* In IEE, editor, 7th *International Conference on AC-DC Power Transmission*, London, November 28 - 30 2001.

[73] J. Reeve. *Multiterminal HVDC Power Systems. IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, PAS - 99(3) :729 – 737, 1980.

[74] T. Reis. *An Infinite Dimensional Descriptor System Model for Electrical Circuits with Transmission Lines.* In *Sixteenth International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems (MTNS 04)*, Katholieke Universiteit Leuven, Belgium, July 5 - 9 2004.

[75] A.R. Roosta. *Contribution à la Commande Décentralisée Non-Linéaire des Réseaux Électrique.* PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.

[76] A.R. Roosta, D. Georges, and N. Hadj-Said. *Non Linear Control for Power Systems Based on Backstepping Method.* In *Proc. Control Decision Conference*, Florida, USA, 2001.

[77] T. Sakurai and K. Goto. *A New Control Method for Multiterminal HVDC Transmission without Fast Communication Systems. IEEE Transactions on Power Apparus and Systems*, PAS - 102(5) :1140 – 1150, 1983.

[78] P.W. Sauer. *Power System Dynamics and Stability.* Prentice Hall, 1998.

[79] G. Shackshaft and P.B. Henser. *Model of Generator Saturation for Use in Power System Studies. Proc. IEE*, 126(8) :759 – 763, 1979.

[80] A.K. Skytt, P. Holmberg, and L.E. Juhlin. *HVDC Light for Connection of Wind Farms.* In Royal Institute of Technology, editor, *Second International Workshop on Transmission Networks for Off-Shore Wind Farms*, Stockholm, March 29 - 30 2001.

[81] L. Teppoz. *Modélisation d'une ligne de transmission.* Master's thesis, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, Grenoble, 2001.

[82] L. Teppoz, G. Bornard, and G. Besançon. *Discrete-time control design for an HVDC transmission between a synchronous generator and an infinite bus.* In *Sixteenth International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems (MTNS 04)*, Katholieke Universiteit Leuven, Belgium, 2004.

[83] L. Teppoz, G. Bornard, and G. Besançon. *Discrete-time control design for an HVDC transmission between two infinite buses.* In *IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems (NOLCOS 04)*, University of Stuttgart, Germany, 2004.

[84] J.L. Thomas, S. Poullain, and A. Benchaib. *Analysis of a Robust DC-Bus Voltage Control System for a VSC Transmission Scheme.* In IEE, editor, 7th *International Conference on AC-DC Power Transmission*, London, November 28 - 30 2001.

[85] V.I. Utkin. *Sliding-Modes in Control and Optimization.* Springer - Verlag, 1992.

[86] Y. Wang and D. Hill. *Transient Stability Enhancement and Voltage Regulation of Power Systems. IEEE Transactions on Power Systems*, 8(2) :620 – 626, 1993.

[87] Y. Wang and D.J. Hill. *Robust Nonlinear Coordinated Control of Power Systems. Automatica*, 32(4) :611 – 618, 1996.

[88] Y. Wang, D.J. Hill, R.H. Middelton, and L. Gao. *Transient Stabilization of Power Systems with an Adaptative Control Law. Automatica*, 30(9) :1409 – 1413, 1994.

[89] R. Wu, S. Dewan, and G. Slemon. *Analysis of an AC-to-DC Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control. IEEE Trans. Ind. Appl.*, 27(2) :355 – 363, 1991.

[90] L. Xu, V.G. Agelidis, and E. Acha. *Steady State Operation of HVDC Power Transmission System with Voltage Source Converters and Simultaneous VAR Compensation.* In *EPE*, Graz, 2001.

Résumé : De nos jours, les systèmes de transport haute tension continue (HVDC) sont de plus en plus considérés dans une transmission de puissance et les convertisseurs fonctionnant en source de tension (VSC) peuvent offrir des degrés de liberté supplémentaires, d'un intérêt particulier dans la conception d'une commande.
Dans notre étude, les lois de commande sont synthétisées en temps discret et en appliquant le principe de linéarisation entrée-sortie. Elles ont principalement pour objectifs de stabiliser la puissance qui transite, d'assurer la régulation de la tension du bus continu et d'obtenir des facteurs de puissance qui soient, au niveau de la source et de la charge, les plus élevés possible.
Pour pouvoir exploiter en pratique les commandes, il est nécessaire de les associer avec des observateurs. Du fait que géographiquement la source de puissance et la charge sont situées de part et d'autre d'une ligne de transmission, l'enjeu ultime de l'observation est la possibilité de décentraliser les lois de commande. Cette décentralisation implique d'émettre des hypothèses sur le comportement de ces deux éléments. Celles-ci font l'objet d'une étude approfondie.
Ainsi, dans cette thèse, nous développons une méthodologie de commande qui est systématique pour les systèmes HVDC intégrant des convertisseurs VSC.

Mots-clés : HVDC, VSC, Commande non linéaire, Commande décentralisée, Linéarisation entrée-sortie, Observateurs de Kalman.

Control Design for a VSC-HVDC Transmission System. Stability - Disturbances Control

---

Abstract : Nowadays, High Voltage Direct Current (HVDC) systems are increasingly considered for power transmission and Voltage Source Converters (VSC) can offer additional degrees of freedom, of particular interest in the control design.
In our study, the control laws are achieved in discrete-time and input-output linearisation principle is applied. They aim at stabilizing the transmitted power, regulating the DC bus voltage, and achieving the highest source and load power factors.
In order to implement the control laws, we develop an observer-based control approach. As geographically the power source and the load are located at each end of a transmission line, the observation ultimate goal is to decentralize control laws. This decentralization implies some assumptions on these two elements behavior. They are an object of a detailed study.
Thus, in this thesis, we develop a control methodology which is systematic for all VSC-HVDC systems.

Key words : HVDC, VSC, Nonlinear control, Decentralized control, Input-output linearisation, Kalman observers.

Discipline : Automatique-Productique

Laboratoire d'Automatique de Grenoble - ENSIEG - BP 46, 38402 Saint-Martin d'Hères, FRANCE.